

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

# **СХЕМОТЕХНІКА-1. АНАЛОГОВА СХЕМОТЕХНІКА**

## **ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ**

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського  
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра  
за освітньою програмою «Електронні системи мультимедіа та засоби  
Інтернету речей» спеціальності 171 «Електроніка»*

Київ  
КПІ ім. Ігоря Сікорського  
2021

Схемотехніка-1. Аналогова схемотехніка: Лабораторний практикум. [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 171 «Електроніка»/ КПІ ім. Ігоря Сікорського; уклад.: Ю.О. Оникієнко, А.Ю. Мищукова. – Електронні текстові данні (1 файл: 3 Мбайт). – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. –107 с.

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 7 від 13.05.2021 р.)  
за поданням Вченої ради факультету електроніки (протокол № 04/2021 від 26.04.2021 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

# **СХЕМОТЕХНІКА-1.**

## **АНАЛОГОВА СХЕМОТЕХНІКА**

### **ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ**

Укладачі: *Оникієнко Юрій Олексійович, канд. тех. наук, доц.*  
*Мищукова Анастасія Юріївна*

Відповідальний  
редактор *Попович П.В. Прізвище, ініціали, к.т.н., доцент*

Рецензент *Якуніна Н. О. канд. фіз.-мат. наук, доцент, доцент каф. ЗТФ*  
*«КПІ ім. Ігоря Сікорського»*

В посібнику викладено принципи побудови, наведено схеми і методики розрахунку аналогових пристроїв як на дискретних транзисторах і діодах, так і на аналогових інтегральних мікросхемах. Зокрема розглянуто підсилювальні каскади на польових і біполярних транзисторах, підсилювачі і перетворювачі на операційних підсилювачах, транзисторні ключі та ін. Лабораторний практикум містить вісім лабораторних робіт різного ступеня складності, які виконуються в програмному середовищі моделювання електронних схем Multisim. В результаті виконання курсу лабораторних робіт студенти отримають досвід проектування та моделювання електронних пристроїв підсилення і обробки звуку та відео.

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021

## ЗМІСТ

РОЗДІЛ 1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ .....	5
1.1 Розрахунок RC-фільтрів .....	5
1.1.1 Фільтр нижніх частот .....	5
1.1.2 Фільтр верхніх частот .....	8
1.2 Біполярні транзистори .....	10
1.2.1 Режими роботи біполярного транзистора .....	10
1.2.2 Принцип дії біполярного транзистора .....	11
1.2.3 Схеми включення біполярного транзистора та їх властивості ...	14
1.3 Польові транзистори .....	19
1.3.1 Польові транзистори з керуючим р-n-переходом .....	19
1.3.2 Польові транзистори з ізолюваним затвором .....	21
1.3.3 Підсилювачі зі спільним витоком .....	23
1.4 Режими роботи підсилювального елемента у схемі. Двотактні підсилювачі .....	26
1.4.1 Режими роботи підсилювачів .....	26
1.4.2 Особливості двотактного підсилювача .....	30
1.4.3 Двотактний підсилювач на компліментарних транзисторах .....	31
1.5 Диференціальний підсилювач .....	34
1.5.1 Принцип дії і властивості .....	34
1.5.2 Характеристики перетворення .....	38
1.6 Операційні підсилювачі .....	48
1.6.1 Основні характеристики .....	48
1.6.2 Базові схеми включення операційних підсилювачів .....	58
1.7 Логарифмічні операції на операційних підсилювачах .....	63
1.8 Ключі на польових транзисторах .....	66
1.8.1 МОН-транзисторні ключі з резистивним навантаженням .....	66
1.8.2 Ключі на МОН транзисторах з динамічним навантаженням .....	70

1.8.3	Ключі на комплементарних МОН-транзисторах .....	71
РОЗДІЛ 2 ЛАБОРАТОРНИЙ ПРАКТИКУМ.....		75
2.1	Лабораторна робота №1. Дослідження частотних та імпульсних характеристик RC-кіл .....	75
2.2	Лабораторна робота №2. Підсилювальні каскади на біполярних транзисторах .....	79
2.3	Лабораторна робота №3. Підсилювальні каскади на польових транзисторах .....	82
2.4	Лабораторна робота №4. Двотактні підсилювачі потужності класу В та АВ .....	86
2.5	Лабораторна робота №5. Дослідження диференційного підсилювача.....	90
2.6	Лабораторна робота № 6. Операційні підсилювачі .....	94
2.7	Лабораторна робота № 7. Дослідження логарифмічних підсилювачів .....	99
2.8	Лабораторна робота №8. Ключі на польових транзисторах .....	103
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ .....		107

## РОЗДІЛ 1. ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ

### 1.1 Розрахунок RC-фільтрів

Фільтри – це пристрої, які по-різному впливають на сигнали з різними частотами. Фільтри є найпоширенішими конструкціями в колах змінного струму. До назви фільтрів часто додають види елементів, що використовуються для їх побудови, зокрема RC-фільтри складаються лише з резисторів та конденсаторів.

За характером впливу на сигнали фільтри поділяють на:

- фільтри низьких частот (ФНЧ);
- фільтри високих частот (ФВЧ);
- смугові фільтри, які пропускають сигнали з частотами певного діапазону;
- режекторні фільтри, які пропускають сигнали з частотами, що не належать певному діапазону.

Якщо фільтр настраюється на одну частоту його називають вузькосмуговим або фільтром-пробкою. Властивості RC-фільтрів обумовлені залежністю від частоти ємнісного опору конденсаторів. Вони характеризуються простотою конструкції, малою вартістю, нечутливістю до магнітних полів, можливістю побудови малогабаритних схем для найнижчих частот тільки за рахунок збільшення номіналів резисторів.

#### 1.1.1 Фільтр нижніх частот

Фільтр нижніх частот (ФНЧ) є схемою, яка без змін передає сигнали нижніх частот, а на верхніх частотах забезпечує затухання сигналів і запізнення їх за фазою відносно вхідних сигналів. На рис. 1.1.1 наведена схема простого RC-фільтра нижніх частот.

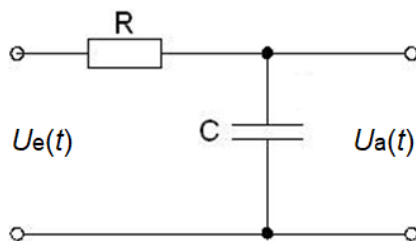


Рисунок 1.1.1 – Простий фільтр нижніх частот (ФНЧ)

Для розрахунку частотної характеристики схеми використаємо формулу відношення напруг, представлених в комплексній формі:

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{1/(j\omega C)}{R + 1/(j\omega C)} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (1.1.1)$$

З виразу (1.1.1), враховуючи, що  $\underline{A} = |\underline{A}|e^{j\varphi}$  отримаємо

$$|\underline{A}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}; \varphi = \arctg(\omega RC) \quad (1.1.2)$$

Залежності, що описуються формулою (1.1.2) представлені на рис. 1.1.2.

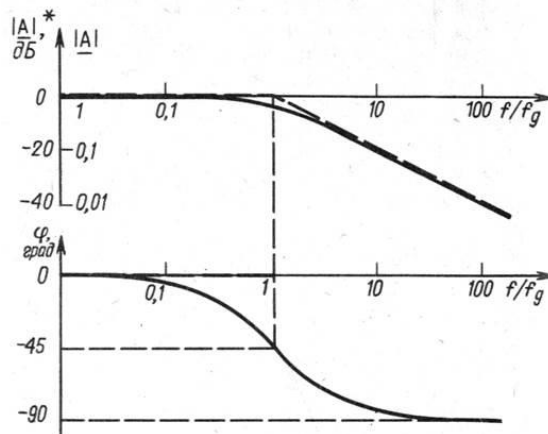


Рисунок 1.1.2 – Діаграма Бode для фільтру нижніх частот (ФНЧ)

Підставивши  $|\underline{A}| = \frac{1}{\sqrt{2}}$ , отримаємо вираз для визначення частоти зрізу

$$f_g = \omega_g \frac{1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (1.1.3)$$

Фазовий зсув  $\varphi$  на такій частоті, відповідно до (1.1.2), складає  $45^\circ$ .

Як видно з рис. 1.1.2, амплітудно-частотну характеристику  $|\underline{A}| = \widehat{U}_a / \widehat{U}_e$ , найпростіше скласти з двох асимптот:

- 1)  $|\underline{A}| = 1 \cong 0 \text{ дБ}$ , на нижніх частотах  $f \ll f_g$ ;
- 2) на високих частотах  $f \gg f_g$ , відповідно до формули (1.1.2),  $|\underline{A}| \approx (\omega RC)$ , тобто коефіцієнт підсилення обернено пропорційний частоті.

При збільшенні частоти в 10 раз коефіцієнт підсилення зменшується в 10 раз (зменшується на 20 дБ на декаду або на 6 дБ на октаву);

- 3)  $|\underline{A}| = 1/\sqrt{2} \cong -3 \text{ дБ}$  при  $f = f_g$ .

Для аналізу схеми в часовій області на вхід схеми (рис. 1.1.1) подається імпульс напруги (рис 1.1.3).

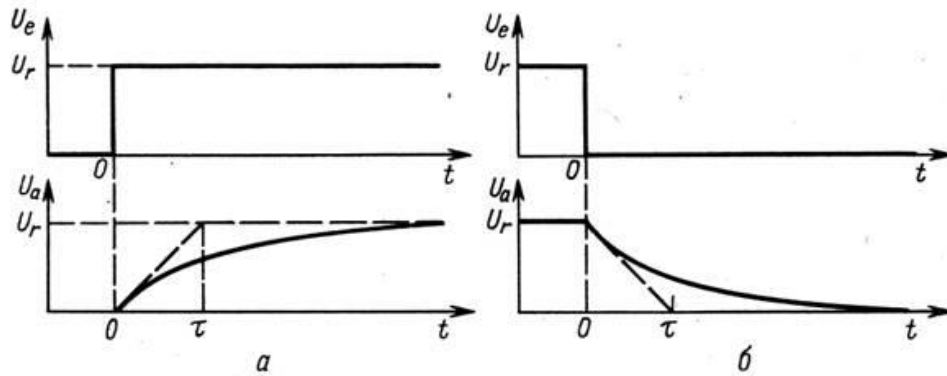


Рисунок 1.1.3 – Реакція ФНЧ на стрибок напруги

Щоб розрахувати вхідну напругу, використовується правило вузлів до ненавантаженого виходу. Тоді для схеми, що зображена на рис 1.1.1, розглянемо:

$$\frac{U_e - U_a}{R} - I_c = 0. \quad (1.1.4)$$

Враховуючи, що

$$I_c = C \frac{dU_a}{dt}$$

отримаємо диференціальне рівняння:

$$RC\dot{U}_a + U_a = U_e = \begin{cases} U_r & \text{при } t > 0 \\ 0 & \text{при } t < 0 \end{cases} \quad (1.1.5)$$

Диференціальне рівняння (1.5) має такий розв'язок:

– для рис. 1.1.3, а:

$$U_a(t) = U_r (1 - e^{-t/RC}) \quad (1.1.6)$$

– для рис. 1.1.3, б:

$$U_a(t) = U_r e^{-t/RC}. \quad (1.1.7)$$

Відомо, що для встановлених значень  $U_a = U_r$  і  $U_a = 0$  криві будуть наближатися асимптотично. Тому в якості міри часу установки вихідної напруги прийнята постійна часу  $t$ . Вона показує інтервал часу, протягом якого процес досягає значення, що відрізняється від встановленого на  $1/e$  (частину

величини стрибка напруги на вході). З формул 1.1.6, 1.1.7 видно, що постійна часу дорівнює:

$$\tau = RC \quad (1.1.8)$$

Іншим параметром, що характеризує ФНЧ, є тривалість інтервалу фронту імпульсу. Цей параметр показує час, на протязі якого вихідна напруга зростає від 10 до 90 % кінцевого значення, якщо на вхід подати імпульс напруги прямокутної форми. Враховуючи властивості експоненціальної функції, з формул 1.6, 1.7 отримаємо:

$$t_a = t_{90\%} - t_{10\%} = \tau (\ln 0,9 - \ln 0,1) = \tau \ln 9 \approx 2,2\tau. \quad (1.1.9)$$

При  $f_g = 1/(2\pi\tau)$ :

$$t_a \approx \frac{1}{3f_g}. \quad (1.1.10)$$

Це співвідношення з високим ступенем точності дійсне для ФНЧ.

При послідовному з'єднанні декількох ФНЧ, що забезпечують різні тривалості фронту вихідного імпульсу  $t_{ai}$ , результуюча тривалість фронту імпульсу дорівнює:

$$t_a \approx \sqrt{\sum_i t_{ai}^2}. \quad (1.1.11)$$

Частота зрізу наближено визначається так:

$$f_g \approx (\sum_i f_{gi}^{-2})^{-1/2}. \quad (1.1.12)$$

Для випадку з  $n$  фільтрами із рівними частотами зрізу:

$$f_g \approx f_{gi}/\sqrt{n}. \quad (1.1.13)$$

### 1.1. Фільтр верхніх частот

Фільтр верхніх частот (ФВЧ) – це схема, яка передає без змін сигнали високих частот, а на низьких частотах забезпечує затухання сигналів і випередження їх за фазою відносно вхідних сигналів. Схема простого RC-фільтра верхніх частот наведена на рис. 1.1.4.



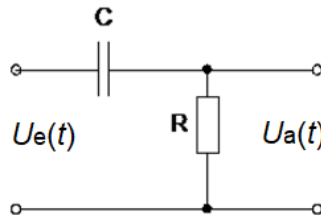


Рисунок 1.1.4 – Простий RC-фільтр верхніх частот

Амплітудно-частотні і фазочастотні характеристики отримаємо з формули для відношення напруг:

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R}{R + 1/(j\omega C)} = \frac{1}{1 + 1/(j\omega RC)}. \quad (1.1.14)$$

З виразу (1.14) визначається:

$$|\underline{A}| = \frac{1}{\sqrt{1 + 1/(\omega^2 R^2 C^2)}}, \quad \varphi = -\arctg(1/(\omega RC)) \quad (1.1.15)$$

Вираз для частоти зрізу співпадає з відповідним виразом для ФНЧ

$$f_g = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (1.1.16)$$

Фазовий зсув на цій частоті складає  $+45^\circ$ . Як і для ФНЧ, найпростіше скласти АЧХ в подвійному логарифмічному масштабі за допомогою асимптот:

- 1)  $|\underline{A}| = 1 \cong 0\text{дБ}$ , на високих частотах  $f \gg f_g$ ;
- 2) На низьких частотах  $f \ll f_g$ , відповідно до формули (1.1.15),  $|\underline{A}| \approx \omega RC$ , тобто коефіцієнт підсилення пропорційний частоті. Нахил асимптоти дорівнює  $+20\text{дБ}$  на декаду або  $+6\text{дБ}$  на октаву.
- 3) При  $f = f_g$ , як і для ФНЧ,  $|\underline{A}| = \frac{1}{\sqrt{2}} \cong -3\text{дБ}$ ,

В результаті розрахунку реакції на імпульс напруги, постійна часу, як і для ФНЧ, дорівнює  $\tau = RC$ .

При послідовному з'єднанні ФВЧ результуюча частота зрізу

$$f_g \approx \sqrt{\sum_i f_{gi}^2}. \quad (1.1.17)$$

## 1.2 Біполярні транзистори

### 1.2.1 Режими роботи біполярного транзистора

**Біполярним транзистором (БТ)** називається напівпровідниковий прилад, що має два взаємодіючих *p-n*-переходи. Транзистор являє собою кристал напівпровідника, що містить три області з типами провідності, що по чергову змінюються. Залежно від порядку чергування областей розрізняють БТ типів *p-n-p* та *n-p-n*. Принцип дії БТ різних типів однаковий. Транзистори назвали біполярними, оскільки їх робота забезпечується носіями обох полярностей: електронами та дірками.

Структура БТ та його умовне позначення показані на рис. 1.2.1: на рис. 1.2.1, а – транзистор *p-n-p*-типу; на рис. 1.2.1, б – транзистор *n-p-n*-типу.

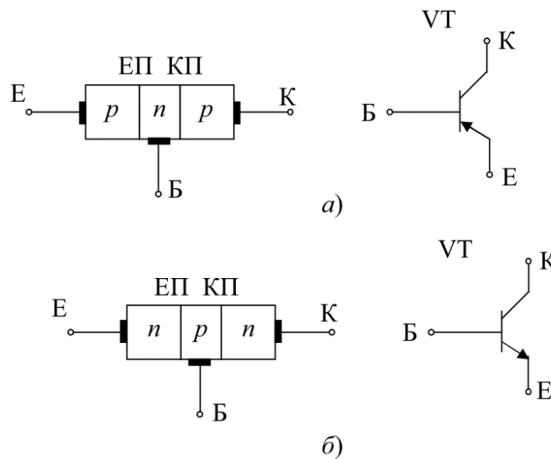


Рисунок 1.2.1 – Структура біполярного транзистора і його умовне позначення:

а) *p-n-p*-типу; б) *n-p-n*-типу

Одну з крайніх областей транзисторної структури створюють з підвищеною концентрацією домішок, використовують у режимі інжекції і називають *емітером* (Е). Середню область називають *базою* (Б), а іншу крайню область – *колектором* (К). Два *p-n*-переходи БТ називають емітерним і колекторним.

Таким чином, в транзисторі є два *p-n*-переходи: *емітерний* (ЕП) – між емітером і базою і *колекторний* (КП) – між базою і колектором.

Струми у проводах емітера, бази, колектора позначають відповідно  $I_e$ ,  $I_b$ ,  $I_k$ . Напруги між електродами позначають подвійними індексами, наприклад,

напруга між базою і емітером  $U_{еб}$ , між колектором і базою  $U_{кб}$ . В умовному позначенні транзисторів на рис. 1.2.1 стрілка показує вивід емітера, а її напрям – напрям струму (від плюса до мінуса) у проводі емітера при прямій напрузі на емітерний перехід.

Біполярний транзистор зазвичай може працювати у трьох режимах залежно від полярності напруг на його переходах.

- 1) **Режим насичення:** на обидва переходи подано пряму напругу, обидва переходи відкриті.
- 2) **Режим відсікання:** на обидва переходи подано зворотну напругу, обидва переходи закриті.
- 3) **Режим активний:** на емітерний перехід подано пряму напругу, а на колекторний – зворотну напругу; емітерний перехід відкритий, колекторний закритий.

Активний режим БТ використовується в аналогових схемах: підсилювачах і генераторах. Режими відсікання і насичення використовуються для імпульсної роботи БТ і застосовуються в цифрових схемах. Основне використання режимів відсікання і насичення – імпульсні перетворювачі напруги і струму.

### 1.2.2 Принцип дії біполярного транзистора

Розглянемо роботу біполярного транзистора в активному режимі без навантаження, коли включені джерела постійних живлючих напруг, як показано на рис. 1.2.2.

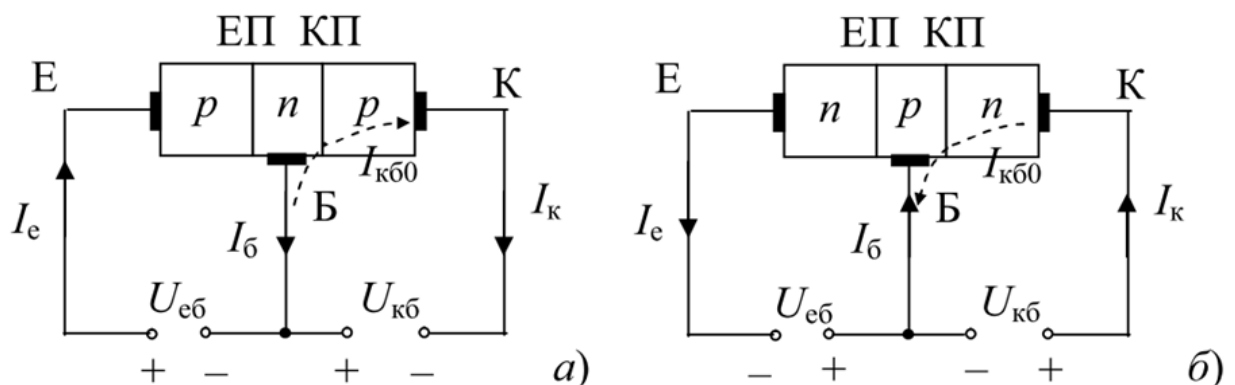


Рисунок 1.2.2 – Протікання постійних струмів у транзисторах: а)  $p-n-p$ -типу; б)  $n-p-n$ -типу

Полярність живлючих напруг така, що на емітерний перехід напруга  $U_{еб}$  пряма, а на колекторному переході напруга  $U_{кб}$  зворотна. Тому опір емітерного переходу малий, і для отримання нормального струму у цьому переході  $I_e$  достатньо подати невелику напругу  $U_{еб}$  близько десятих часток вольт. Опір колекторного переходу великий, і напруга  $U_{кб}$  зазвичай становить десятки вольт. З рис. 1.2.2 бачимо, що напруги між електродами транзистора пов'язані простою залежністю

$$U_{ке} = U_{кб} + U_{еб}. \quad (1.2.1)$$

При роботі транзистора в активному режимі завжди виконується нерівність

$$U_{еб} \ll U_{кб}.$$

З рис. 1.2.2 також видно, що в активному режимі БТ на базу і колектор подаються напруги одного знаку відносно емітера. Отже, в активному режимі БТ можна використовувати одне джерело живлення для подачі напруг на електроди.

Розглянемо принцип роботи БТ *p-n-p*-типу в активному режимі (рис. 1.2.2, *a*). При подачі прямої напруги  $U_{еб}$  на емітерний перехід виникає прямий струм емітера  $I_e$ . Дірки цього струму *інжектуються з емітера до бази* і завдяки дифузії проникають крізь базу у колекторний перехід. Тому що колекторний перехід працює при зворотній напрузі  $U_{кб}$ , то в ньому існує електричне поле, яке сприяє *просуванню (екстракції)* через колекторний перехід дірок, які прийшли сюди з емітера.

Якщо товщина бази мала і концентрація електронів у ній невелика, більшість дірок, пройшовши через базу, *не встигають рекомбінувати* з електронами бази і досягають колекторного переходу. Лише невелика частина дірок рекомбінує у базі з електронами. В результаті рекомбінації виникає струм бази  $I_b$ . Струми в транзисторі зв'язані наступним співвідношенням

$$I_e = I_b + I_k. \quad (1.2.2)$$

Струм бази  $I_b$  є некорисним, бажано, щоб він був якомога меншим. Зазвичай справедлива нерівність

$$I_b \ll I_e, \quad (1.2.3)$$

а, отже, струм колектора  $I_k$  лише незначно менший струму емітера  $I_e$ , і можна вважати, що

$$I_k \approx I_e. \quad (1.2.4)$$

Для того, щоб струм бази  $I_b$  був якомога меншим, базу роблять дуже тонкою і зменшують у ній концентрацію домішок, яка визначає концентрацію електронів. Тоді менше число дірок, які прийшли з емітера, буде рекомбінувати у базі з електронами.

Коли  $U_{еб} = 0$ , то практично можна вважати, що в емітерному переході немає струму,  $I_e = 0$ . У цьому випадку через колекторний перехід протікає лише невеликий зворотний струм колекторного переходу  $I_{кб0}$ . Але якщо під дією напруги  $U_{еб}$  виникає великий струм емітера  $I_e$ , велика частина дірок доходить до колектора, в результаті струм колектора  $I_k$  збільшується. Таким чином, чим більший струм емітера  $I_e$ , тим більший струм колектора  $I_k$  і струм бази  $I_b$ .

На рис. 1.2.2, б наведено полярності живлячих напруг  $U_{еб}$  і  $U_{кб}$  і напрями струмів  $I_e$ ,  $I_k$ ,  $I_b$  в активному режимі для біполярного транзистора  $n-p-n$ -типу. Як впливає з рис. 1.2.2, б, полярності напруг і напрями струмів протилежні порівняно з транзистором  $p-n-p$ -типу. Це відображено також в умовних позначеннях транзисторів на рис. 1.2.1: стрілочки в емітерів показують напрям струму  $I_e$  в активному режимі.

Якщо на емітерний перехід подати зворотну напругу, а на колекторний – пряму, то отримаємо *інверсний режим*. Але в БТ, як правило, колектор виготовляють зі значно більшою площею, ніж емітер, тому що потужність, яка розсіюється в колекторному переході, набагато більша потужності, що розсіюється в емітерному переході. Тому, якщо використовувати емітер в якості колектора, то транзистор у цьому випадку можна використовувати за значно меншої потужності, що недоцільно.

Розглянемо співвідношення між струмами у біполярному транзисторі. Струм емітера  $I_e$  управляється напругою на емітерному переході  $U_{еб}$ , але до

колектора доходить дещо менший струм через рекомбінацію носіїв в області бази. Через колекторний перехід завжди проходить некерований зворотний струм колекторного переходу  $I_{к60}$ . Тому струм колектора дорівнює

$$I_k = \alpha I_e + I_{к60}, \quad (1.2.5)$$

Де  $\alpha = \frac{I_k}{I_e}$  — коефіцієнт передачі струму емітера.

При номінальних значеннях струму  $I_e$  коефіцієнт  $\alpha$  звичайно дорівнює  $\alpha = 0,95 \dots 0,995$ , тобто близький до одиниці, але завжди менший 1. Струм  $I_{к60}$  на кілька порядків менший складової  $\alpha I_e$  ( $I_{к60} \ll \alpha I_e$ ).

Перетворимо вираз (1.2.5), використовуючи рівність (1.2.2), отримаємо

$$I_k = \alpha(I_k + I_b) + I_{к60} = \beta I_b + (1 + \beta)I_{к60}, \quad (1.2.6)$$

Де  $\beta = \frac{I_k}{I_b}$  — коефіцієнт передачі струму бази.

Коефіцієнти  $\alpha$  і  $\beta$  відносяться до важливих параметрів біполярного транзистора. Між ними існує однозначний зв'язок:

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}; \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (1.2.7)$$

Якщо  $\alpha = 0,98$ , то  $\beta = 49$ , тобто невеликі зміни  $\alpha$  призводять до великих змін  $\beta$ . Коефіцієнт  $\beta$  має значення багато більше одиниці.

У довідниках використовують інші позначення цих коефіцієнтів:

$$\alpha = h_{21б} \quad \text{і} \quad \beta = h_{21е}. \quad (1.2.8)$$

### 1.2.3 Схеми включення біполярного транзистора та їх властивості

Біполярний транзистор як чотириполіусник може бути включений за трьома схемами: зі спільним емітером (СЕ), зі спільною базою (СБ) та спільним колектором (СК).

Порівняємо основні властивості різних схем включення БТ. Порівняння виконаємо за основними показниками: зміни фази вихідного сигналу відносно фази вхідного (інвертування або неінвертування сигналу); коефіцієнта підсилення потужності; вхідного і вихідного опору; частотними

властивостями; нелінійними спотвореннями. Схему зі *спільним емітером* за змінним струмом (без кіл живлення) наведено на рис. 1.2.3, а:  $R_{H\sim}$  – опір навантаження змінному струму; схему зі *спільною базою* – на рис. 1.2.3, б; схему зі *спільним колектором* – на рис. 1.2.3, в.

На цих схемах зазначено полярність змінних напруг і струмів. Характерним для підсилювача зі *спільним емітером* є зміна фази підсилюваного сигналу на  $\pi$ , тобто підсилювач інвертує сигнал (*інвертуючий підсилювач*). Розглянутий підсилювач забезпечує найбільший коефіцієнт підсилення потужності, тому що підсилює і струм, і напругу; має середні значення вхідного і вихідного опорів. Однак підсилювач зі *спільним емітером* має найгірші частотні властивості і найбільші нелінійні спотворення.

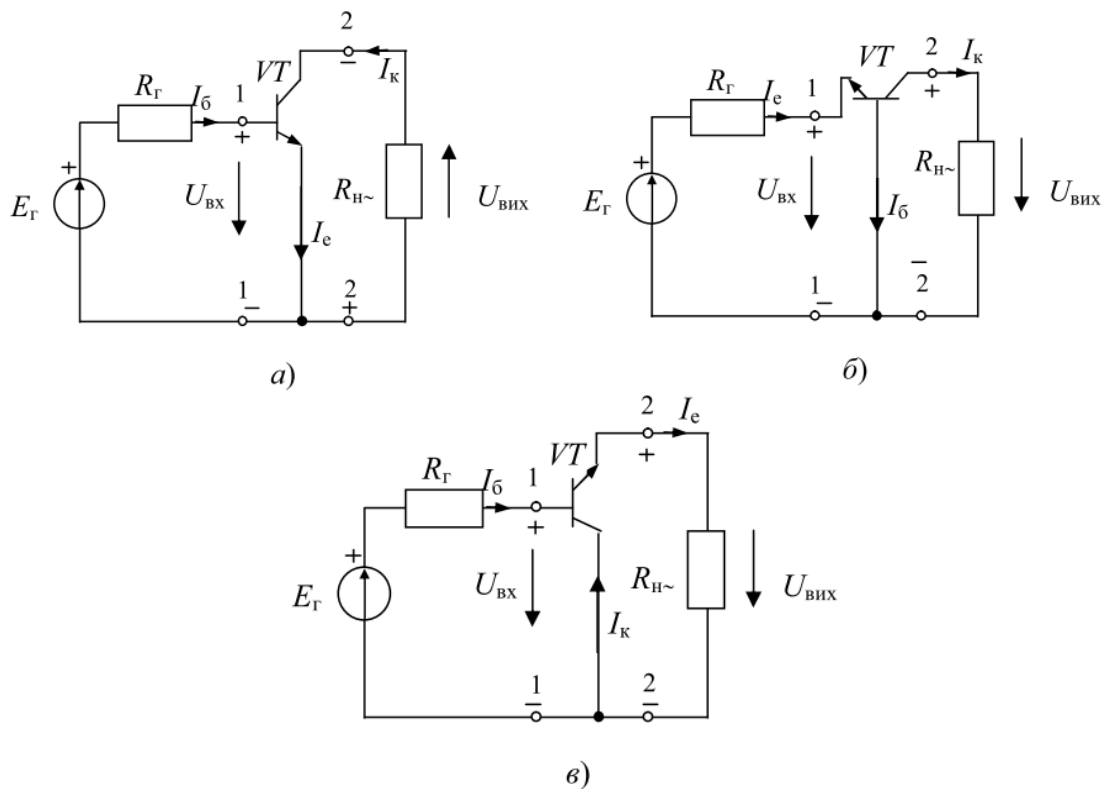


Рисунок 1.2.3 – Схеми включення БТ за змінним струмом: а) зі *спільним емітером*; б) зі *спільною базою*; в) зі *спільним колектором*

У схемі зі *спільною базою* полярність підсилюваного сигналу не змінюється (*неінвертуючий підсилювач*). Коефіцієнт підсилення потужності менший, ніж у схемі зі *спільним емітером*, тому що не

підсилює струм, але підсилює напругу. Вхідний опір мінімальний порівняно з іншими схемами включення, вихідний опір максимальний. Схема має найкращі частотні властивості і малі нелінійні спотворення.

У схемі зі *спільним колектором* полярність підсилюваного сигналу не змінюється (*неінвертуючий підсилювач*). Коефіцієнт підсилення напруги трохи менший одиниці, але схема підсилює струм. Схема має максимальний вхідний і мінімальний вихідний опір, досить хороші частотні властивості і малі нелінійні спотворення.

Оскільки напруга на виході підсилювача, зібраного за схемою зі *спільним колектором*, за величиною і фазою близька до вхідної напруги і ніби повторює її, такий підсилювач називають *емітерним повторювачем*.

Властивості розглянутих підсилювачів визначили області їх застосування. Найбільш широко застосовується підсилювач зі *спільним емітером*, тому що він має найбільший коефіцієнт підсилення потужності.

Підсилювачі зі *спільною базою (СБ)*, що мають найкращі частотні властивості, застосовуються на високих частотах (ВЧ) та надвисоких частотах (НВЧ), а також у *каскадних схемах*. Каскодна схема являє собою з'єднання двох каскадів, зібраних за схемою: *спільний емітер-спільна база (СЕ-СБ)*. Каскодні схеми значно використовуються на ВЧ та НВЧ.

Підсилювачі зі *спільним колектором* (*емітерні повторювачі*) використовуються як вхідні та вихідні підсилювачі, а також як узгоджувальні каскади (трансформатори опорів).

Залежності між струмами і напругами у біполярному транзисторі виражаються статичними вольт-амперними характеристиками (ВАХ), які знімають при постійних напругах і струмах, коли немає вхідного сигналу і навантаження у вихідному колі. Найчастіше транзистор використовують як чотириполісний елемент, для цього один з його виводів роблять спільним між вхідним і вихідним колами. Таке включення розглядають як для проходження постійних струмів, так і для змінних. Так, наприклад, три схеми можуть змінюватися за змінним струмом, але мати однакову схему включення за



постійним струмом. Термін СЕ, СБ, СК відноситься, як правило, до схеми включення за змінним струмом. Наведемо вольт-амперні характеристики транзистора у схемі зі спільним емітером. Розглянемо ВАХ транзистора, включеного за схемою з СЕ (рис. 1.2.4).

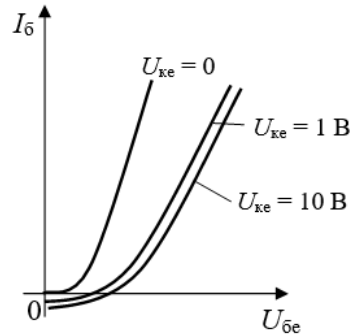


Рисунок 1.2.4 – Вхідні ВАХ транзистора у схемі з СЕ

Властивості БТ визначаються двома сімействами ВАХ: вхідними і вихідними. Для кожної зі схем включення БТ існують свої сімейства ВАХ. Розглянемо ВАХ для найбільш поширеної схеми - зі спільним емітером. У довідковій літературі, як правило, наводяться ВАХ для схеми з СЕ, тому що вона найчастіше використовується в практичних схемах. Незалежно від типу транзистора (*n-p-n* або *p-n-p*) та полярності живлючих напруг ВАХ будують у першому квадранті Декартової системи координат.

З рис. 1.2.4 видно, що при  $U_{ке} = 0$  характеристика виходить з початку координат, тому що всі напруги дорівнюють нулю і струм бази  $I_b = 0$ . При  $U_{ке} > 0$  характеристика зміщується праворуч, струм бази  $I_b$  зменшується і при малих значеннях напруги  $U_{бе}$  стає негативним. Зміна значення напруги  $U_{ке}$  (наприклад, від  $U_{ке} = 1$  В до  $U_{ке} = 10$  В) мало впливає на значення струму бази  $I_b$  при однаковому значенні напруги  $U_{бе}$ . Як видно з рис. 1.2.4, вхідні ВАХ при різних значеннях напруги  $U_{ке}$  розташовані дуже близько одна до одної і знаходяться у зоні технологічного розкиду ВАХ транзистора. Тому у довідковій літературі зазвичай наводять дві вхідні характеристики: для  $U_{ке} = 0$  В і для рекомендованого значення  $U_{ке} \neq 0$ . На рис. 1.2.5 наведено сімейство вихідних ВАХ  $I_k = f(U_{ке})$  при різних постійних значеннях струму бази  $I_b = \text{const}$ .

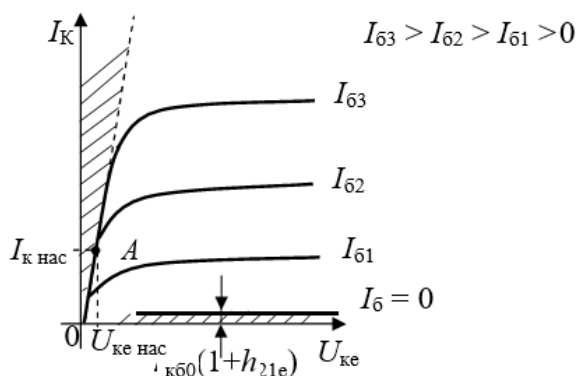


Рисунок 1.2.5 – Вихідні ВАХ транзистора у схемі з СЕ

Як впливає з рис. 1.2.5, характеристика при струмі бази  $I_B = 0$  виходить з початку координат, при цьому у колекторному колі протікає маленький струм  $I_K = I_{K0}(1 + h_{21e})$ . При струмі бази  $I_B = 0$  обидва переходи закриті, транзистор знаходиться у *режимі відсікання* (область відсікання заштрихована). Збільшення струму бази  $I_B$  означає, що за рахунок збільшення напруги  $U_{BE}$  збільшився струм емітера  $I_E$ , отже, збільшився і струм бази  $I_B$ , який є частиною струму  $I_E$ . Отже, пропорційно збільшується і струм колектора  $I_K$ .

При збільшенні напруги  $U_{KE}$  від нуля до невеликого значення (десятих часток вольт) струм колектора  $I_K$  різко зростає. Транзистор при цьому знаходиться в *режимі насичення* (область насичення заштрихована): обидва переходи, колекторний і емітерний, *відкриті*. Якщо  $U_{KE} = U_{KE нас}$ , струм колектора має максимальне значення  $I_{K нас}$ , як показано на рис. 1.2.5. *Режим насичення* на рис. 1.2.5 показаний пунктирною лінією – лінією насичення. У довідковій літературі зазвичай наводиться для даного типу транзистора значення  $U_{KE нас}$  при певному значенні струму  $I_{K нас}$  (точка  $A$  на рис. 1.2.5). За т.  $A$  можна розрахувати значення  $U_{KE нас}$  при іншому значенні струму насичення.

При подальшому збільшенні напруги  $U_{KE}$  транзистор переходить до *активного режиму*, колекторний перехід закритий. Характеристики йдуть з невеликим підйомом, що означає малий вплив напруги  $U_{KE}$  на струм колектора  $I_K$ . Для аналогових схем найчастіше використовуються лінійні ділянки вихідних ВАХ в активному режимі.

## 1.3 Польові транзистори

### 1.3.1 Польові транзистори з керуючим р-п-переходом

**Польовим** називається транзистор, керований електричним полем, тобто практично без витрат потужності керуючого сигналу. Тому вхідний опір польового транзистора дуже великий, його вважають рівним нескінченності. Робота польового транзистора (ПТ) зумовлена носіями однієї полярності, тому їх називають також *уніполярними*.

Керуючим електродом ПТ є *затвор* (З). Він дозволяє керувати величиною опору між *стоком* (С) і *витоком* (В). Керуючою є напруга затвор-виток  $U_{зв}$ . У польових транзисторів з ізольованим затвором затвор відділений від каналу стік-витік тонким шаром діелектрика. Тому їх називають МДН-транзисторами: метал-діелектрик-напівпровідник, або МОН-транзисторами: метал-оксид-напівпровідник, тому що затвор відділений від каналу діелектриком – шаром оксиду  $\text{SiO}_2$ . У МОН-транзисторах часто роблять четвертий вивід від підкладки (П). Якщо необхідні два керуючі електроди, використовують двозатворні МОН - транзистори (МОН-тетроди), що мають два рівноцінних затвори.

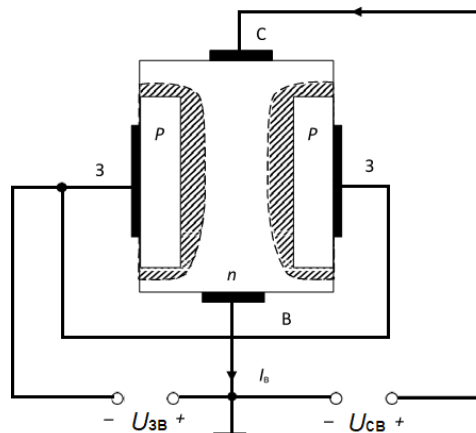


Рисунок 1.3.1– Структура ПТ з керуючим р-п-переходом і каналом n-типу

Розглянемо принцип дії і ВАХ польових транзисторів. Структуру ПТ з керуючим р-п-переходом і каналом n-типу показано на рис. 1.3.1. Пластина з напівпровідника n-типу являє собою канал. До торців пласти- ни приєднані два

металевих контакти, які називають *витоком* (В) і *стоком* (С). Між стоком і витоком включене джерело живлення  $U_{\text{св}}$ . Напруга  $U_{\text{св}}$  має таку полярність, щоб струм основних носіїв (у каналі  $n$ -типу – електрони) протікав від В до С. Напрямок струму стоку  $I_{\text{с}}$  на рис. 1.3.1 показано, як прийнято, від плюса джерела живлення  $U_{\text{св}}$  до мінуса. У схемі рис. 1.3.1 струми  $I_{\text{с}} = I_{\text{в}}$  рівні, вважаємо  $I_{\text{з}} \approx 0$ . Біля каналу розташовані області напівпровідника з провідністю  $p$ -типу. Ці області з'єднані разом і утворюють єдиний електрод, називаний *затвором* (З). Між каналом і затвором утворюються два  $p$ - $n$ -переходи. Ширина  $p$ - $n$ -переходів на рис. 1.3.1 показана штрихуванням.

На затвор відносно витоку подається зворотна (закриваюча) напруга  $U_{\text{зв}}$  (при  $n$ -каналі – негативна). При  $U_{\text{зв}} = 0$  ширина  $p$ - $n$ -переходу мінімальна, тому  $n$ -канал має максимальну ширину, його електричний опір мінімальний, а струм стоку  $I_{\text{с}}$  максимальний. При збільшенні негативної напруги  $U_{\text{зв}}$  ширина заперених шарів збільшується, ширина  $n$ -каналу зменшується, опір каналу збільшується, струм стоку  $I_{\text{с}}$  зменшується. Струм затвора при цьому дорівнює нулю ( $I_{\text{з}} = 0$ ). Таким чином, змінюючи керуючу напругу  $U_{\text{зв}}$ , можна змінювати струм в каналі  $I_{\text{с}}$ .

Канал може бути утворений напівпровідником  $p$ -типу, а область затвора – напівпровідником  $n$ -типу. У цьому випадку основними носіями в каналі будуть дірки. Тоді для протікання струму стоку  $I_{\text{с}}$  та керування ним полярності напруг живлення  $U_{\text{св}}$  й  $U_{\text{зв}}$  необхідно змінити на протилежні.

Управляючий вплив затвора наочно ілюструє статична передавальна (стоко-затворна) ВАХ  $I_{\text{с}} = f(U_{\text{зв}})$  при  $U_{\text{св}} = \text{const}$ , яка показана на рис. 1.3.2, з цього випливає, що при значенні напруги  $U_{\text{зв}} = U_{\text{зв відс}}$  ( $U_{\text{зв відс}}$  – напруга відсікання) канал перекривається й струм стоку дорівнює нулю ( $I_{\text{с}} = 0$ ).

На рис. 1.3.3 наведено статичні вихідні (стокові) ВАХ  $I_{\text{с}} = f(U_{\text{св}})$  при  $U_{\text{зв}} = \text{const}$ .

Робота ПТ зазвичай відбувається на пологих ділянках вихідних характеристик. Область пологих ділянок вихідних ВАХ називають *областю насичення*. Напруга, за якої починається ця область, називається *напругою*

насичення. На рис. 1.3.3 напруги насичення  $U_{\text{св нас}}$  показані пунктирною лінією, звідки випливає, що значення  $U_{\text{св нас}}$  залежить від значення напруги  $U_{\text{зв}}$ .

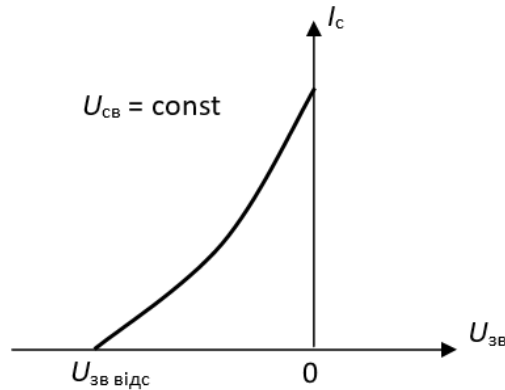


Рисунок 1.3.2– Передавальна ВАХ польового транзистора з керуючим  $p$ - $n$ -переходом й каналом  $n$ -типу

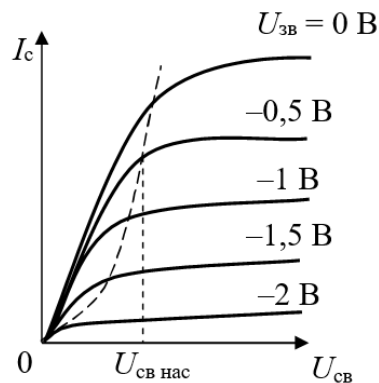


Рисунок 1.3.3 – Вихідні ВАХ польового транзистора з керуючим  $p$ - $n$ -переходом і каналом  $n$ -типу

Недоліком ПТ з керуючим  $p$ - $n$ -переходом є значне, але кінцеве значення вхідного опору затвор-витік  $R_{\text{зв}}$ . Цей недолік усунуто у польових транзисторах з ізолюваним затвором.

### 1.3.2 Польові транзистори з ізолюваним затвором

У ПТ з ізолюваним затвором металевий затвор відділений від напівпровідникового каналу тонким шаром діелектрика. Ці прилади називають польовими *МОН-транзисторами* (від слів метал-оксид-напівпровідник).

Польові транзистори з ізолюваним затвором бувають двох типів: з вбудованим каналом та з індукованим каналом. В якості ключів

використовують транзистори з індукованим каналом, тому далі розглянуто цей тип транзисторів.

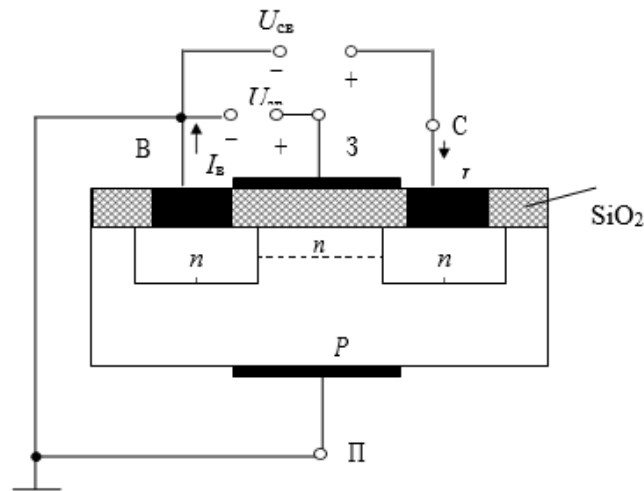


Рисунок 1.3.4 – Структура МОН ПТ з ізолюваним затвором та індукованим каналом  $n$ -типу

Розглянемо принцип роботи МОН ПТ з *індукованим  $n$ -каналом* (рис. 1.3.4). При напрузі  $U_{зв} = 0$  каналу немає, між стоком та витоком  $n^+$ -типу розташована тільки підкладка  $p$ -типу і на переході сток-підкладка отримується зворотна напруга. У цьому стані опір між стоком і витоком дуже великий, транзистор закритий, струм стоку дорівнює нулю  $I_c = 0$ .

Якщо подати на затвор позитивну напругу  $U_{зв}$ , то під впливом поля затвора електрони будуть переміщатися з областей стоку, витоку і підкладки у напрямку до затвору. Коли напруга  $U_{зв}$  перевищить деяке відпираюче, або *порогове*  $U_{зв\text{ пор}}$ , значення, то у приповерхневому шарі концентрація електронів настільки збільшиться, що утворюється тонкий  $n$ -канал, і транзистор почне проводити струм. З'явиться струм стоку  $I_c$ . Чим більша позитивна напруга  $U_{зв}$ , тим більша провідність каналу і більший струм стоку  $I_c$ . Статична передавальна ВАХ МОН ПТ з ізолюваним затвором та індукованим  $n$ -каналом показана на рис. 1.3.5:  $I_c = f(U_{зв})$  при  $U_{св} = \text{const}$ ; статичні вихідні ВАХ показано на рис. 1.3.6:  $I_c = f(U_{св})$  при  $U_{зв} = \text{const}$ . В усіх випадках струм затвора дорівнює нулю  $I_3 = 0$ .

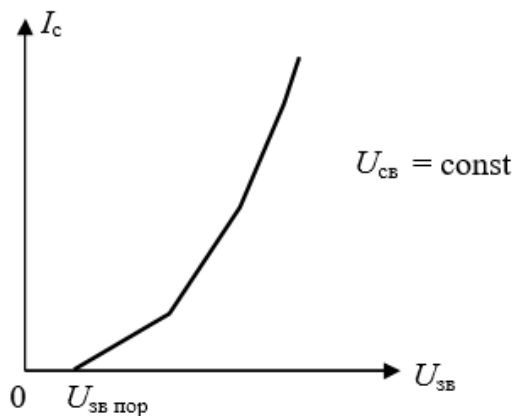


Рисунок 1.3.5 – Передавальна ВАХ МОН польового транзистора з ізольованим затвором і індукованим п-каналом

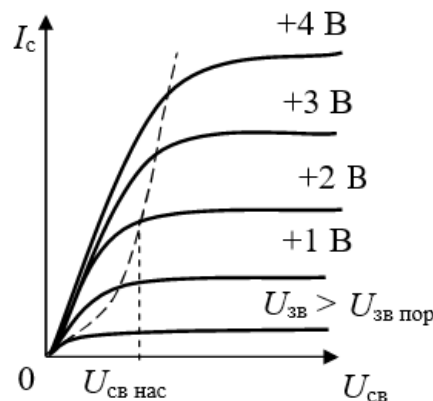


Рисунок 1.3.6 – Вихідні ВАХ МОН польового транзистора з ізольованим затвором і індукованим каналом п-типу

Польові транзистори з ізольованим затвором мають переваги відносно температурних, шумових, радіаційних та інших властивостей порівняно з польовими транзисторами з керуючим  $p$ - $n$ -переходом. Крім того, вони мають ще низку переваг. Вхідний опір цих транзисторів на низьких частотах дорівнює опору ізоляції затвору і досягає великих значень  $10^{12} \dots 10^{15}$  Ом. Важливо, що вхідний опір залишається великим за будь-якої полярності напруги  $U_{зв}$ . У польових транзисторів з керуючим  $p$ - $n$ -переходом при прямій напрузі на затворі вхідний опір стає дуже маленьким. У МОН транзисторів кращі також високочастотні властивості.

### 1.3.3 Підсилювачі зі спільним витоком

Принципові схеми підсилювачів зі спільним витоком (СВ) наведені: на рис. 1.3.7,а – при негативному зміщенні на затворі для транзистора керуючим

$p$ - $n$ -переходом і каналом  $n$ -типу ; на рис. 4.12,б – при позитивному зміщенні на затворі для транзистора з індукованим  $n$ -каналом. Шляхи протікання змінних струмів на рис. 1.3.7 показані пунктирними лініями.

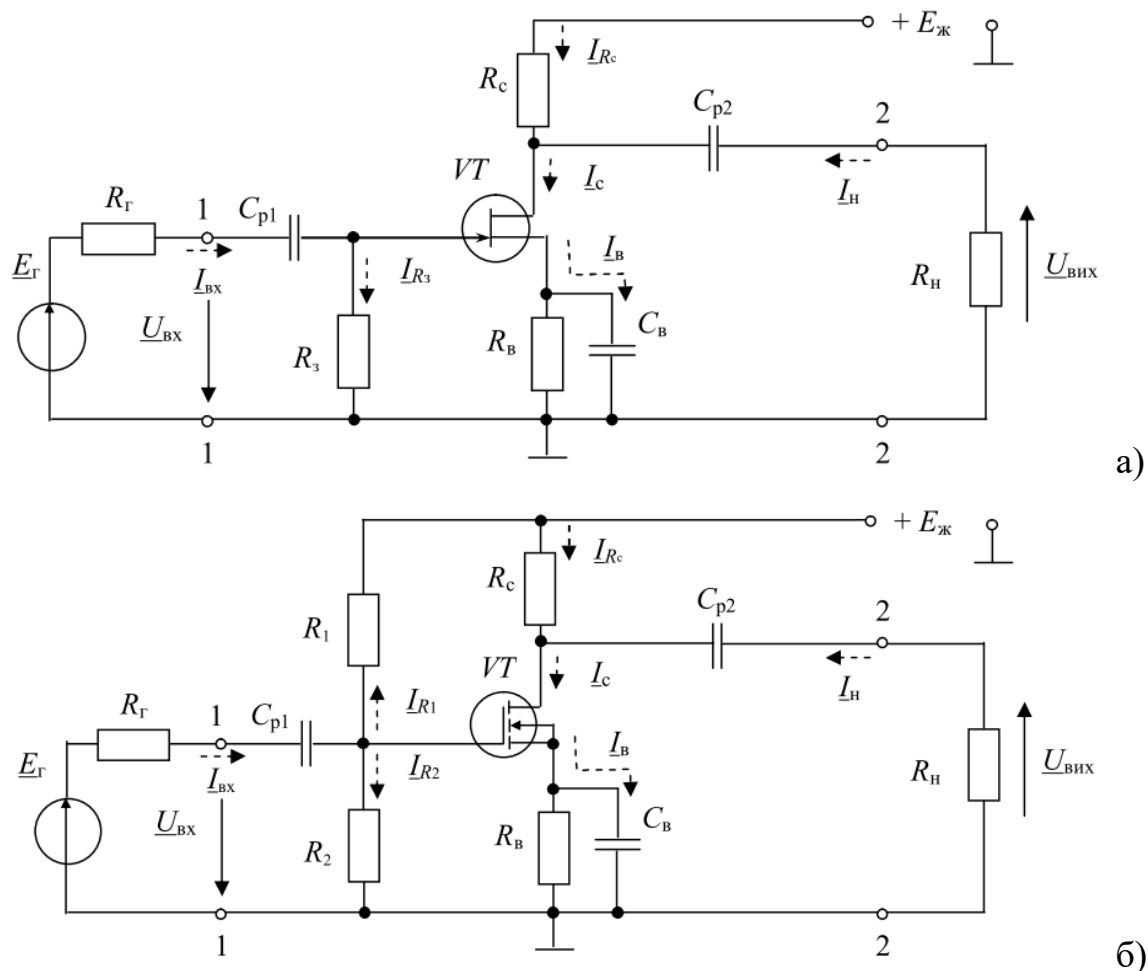


Рисунок 1.3.7 – Підсилювачі зі спільним витоком: а) при негативному зміщенні на затворі; б) при позитивному зміщенні на затворі

Однотактні підсилювачі (рис. 1.3.7) працюють в режимі А, тому робочу точку необхідно вибрати в межах лінійної ділянки передавальної ВАХ польового транзистора.

У схемі підсилювача рис. 1.3.7,а використаний ПТ з керуючим  $p$ - $n$ -переходом і каналом  $n$ -типу, якому для вибору робочої точки на затвор необхідно подати негативну напругу  $U_{зв0}$ . Негативна напруга зміщення у схемі рис. 1.3.7,а утворюється на резисторі  $R_B$  у колі витоку і дорівнює за модулем  $|U_{зв0}| = I_{c0} R_B$ , де  $I_{c0}$  – постійна складова струму стоку в робочій точці. Резистор у колі затвора  $R_3$  з'єднує затвор з корпусом. Тому що  $I_3 = 0$ , то корпус і затвор за постійним струмом еквіпотенційний. Напруга зміщення  $U_{зв0}$  у схемі рис.



1.3.7,а прямо пропорційна струму  $I_{c0}$ . Таке зміщення називають автоматичним, воно дозволяє стабілізувати режим роботи схеми.

У схемі підсилювача рис. 1.3.7,б використаний МОН ПТ з індукованим каналом n-типу, якому для вибору робочої точки на затвор необхідно подати позитивну напругу  $U_{зв0}$ . Позитивна напруга на затвор у схемі рис. 1.3.7,б подається за допомогою резистивного подільника напруги  $R_1$ ,  $R_2$ . У коло витоку включений резистор  $R_B$  для стабілізації режиму роботи схеми. В результаті напруга зміщення дорівнює

$$U_{зв0} = I_d R_2 - I_{c0} R_B,$$

де струм подільника дорівнює

$$I_d = \frac{E_{ж}}{R_1 + R_2}.$$

Щоб опір  $R_3$  у схемі рис. 1.3.7,а та подільник напруги

$$R_d = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

у схемі рис. 1.3.7,б не шунтували входи підсилювачів за змінним струмом (за сигналом), їх вибирають великих значень:  $R_3$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  – (1...2) МОм. У колах стоку резистор  $R_c$  служить для подачі живлючої напруги на стік транзистора  $VT$  і спільно з опором навантаження  $R_H$  створює опір навантаження для змінного струму

$$R_{H\sim} = \frac{R_c \cdot R_H}{R_c + R_H},$$

$C_{p1}$  і  $C_{p2}$  – розділювальні конденсатори;  $C_B$  – шунтуючий конденсатор, який з'єднує витік з корпусом за змінним струмом. Тому підсилювачі рис. 1.3.7 мають витік спільним між входом і виходом, тобто є підсилювачами зі спільним витоком.

## 1.4 Режими роботи підсилювального елемента у схемі. Двотактні підсилювачі

### 1.4.1. Режими роботи підсилювачів

Режим роботи визначається положенням робочої точки  $O$  на наскрізній динамічній характеристиці підсилювального елемента. Робоча точка  $O$  (точка спокою) визначає величину струмів і напруг на виводах підсилювального елемента за відсутності вхідного сигналу.

Наскрізною динамічною характеристикою називають залежність вихідного струму  $i_{\text{вих}}$  підсилювального елемента (ПЕ) від ЕРС джерела сигналу  $e_{\Gamma}$ :  $i_{\text{вих}}(e_{\Gamma})$ , де  $e_{\Gamma} = i_{\text{вих}}R_{\Gamma} + U_{\text{вх}}$ . Для побудови цієї характеристики використовують статичні ВАХ підсилювального елемента і навантажувальну пряму. Наскрізна динамічна характеристика дозволяє врахувати нелінійності як вхідного, так і вихідного кіл ПЕ. Якщо підсилювальним елементом є *біполярний транзистор*, то наскрізна динамічна характеристика для схеми з СЕ являє собою залежність  $i_{\text{к}}(e_{\Gamma})$ , де  $e_{\Gamma} = i_{\text{б}}R_{\Gamma} + u_{\text{бс}}$ .

Підсилювальні елементи можуть працювати в різних режимах, які відрізняються один від одного тим, що струм у вихідному колі ПЕ може протікати протягом різної частини періоду сигналу, що діє на його вході. Розрізняють такі основні режими роботи підсилювальних елементів: *A, B, C, D*.

*Режим A.* У режимі *A* робоча точка  $O$  ( $I_{\text{вих0}}$ ) вибирається на прямолінійній ділянці наскрізної динамічної характеристики таким чином, щоб вхідний сигнал знаходився у межах прямолінійної ділянки (рис. 1.4.1).

Як впливає з рис. 1.4.1, в режимі *A* вихідний струм  $i_{\text{вих}}$  існує протягом усього періоду підсилювального сигналу  $e_{\Gamma}$  і практично повторює форму вхідного сигналу. Нелінійні спотворення вихідного сигналу виходять мінімальними. При цьому середнє значення вихідного струму дорівнює  $I_{\text{вих сер}} \approx I_{\text{вих0}}$ , воно більше амплітуди змінної складової  $I_{\text{вих0}} > I_{\text{вих м}}$ . Тому ККД каскаду

в режимі *A* виходить невеликим: максимальний ККД у підсилювачах не перевищує 25 %, реальний ККД значно менший.

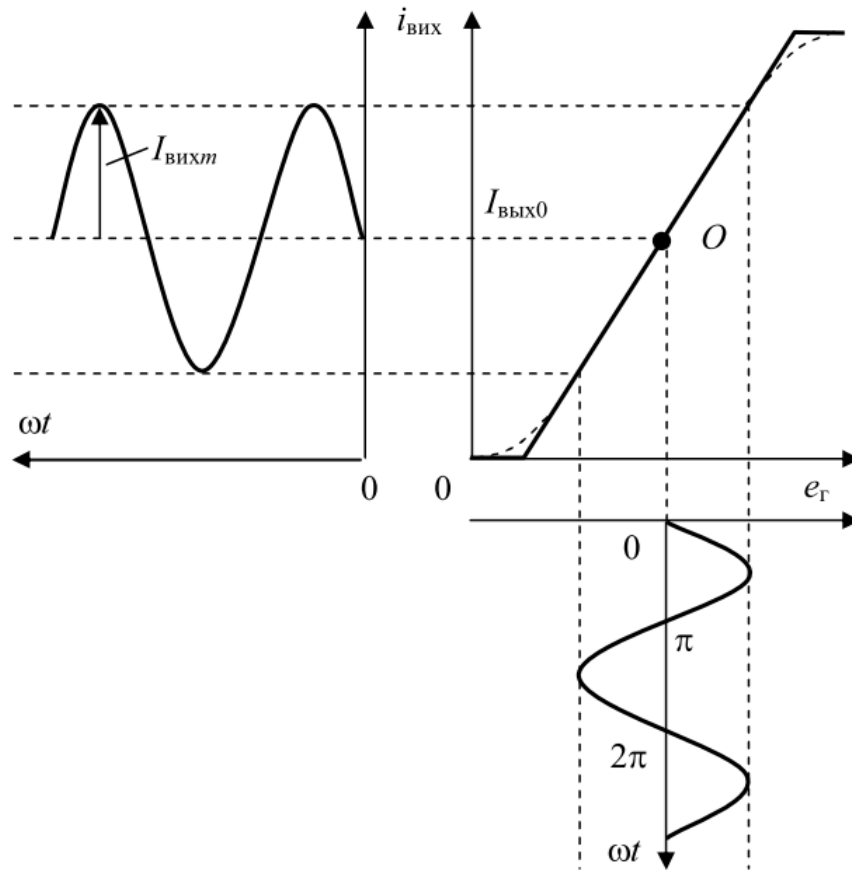


Рисунок 1.4.1 – Діаграма роботи транзистора в режимі *A*

Суттєвою перевагою режиму *A* є малі нелінійні спотворення сигналу. Через зазначені властивості режим *A* використовується в підсилювачах попереднього підсилення, а також у вихідних підсилювачах невеликої потужності.

*Режим B.* При роботі транзистора в режимі *B* його вихідний струм існує протягом половини періоду підсилювального сигналу, протягом іншої половини періоду струм дорівнює нулю, тобто підсилювач працює з відсіканням струму. Однак таке визначення режиму *B* справедливе тільки для ідеалізованого випадку, коли наскрізну динамічну характеристику апроксимують лінійно-ламанною прямою. При такій ідеалізації струм спокою  $I_{\text{вых}0}$  у режимі *B* дорівнює нулю, проте в реальному випадку струм має мале кінцеве значення. На рис. 1.4.2, що ілюструє роботу транзистора в режимі *B*,

безперервною лінією показана ідеальна наскрізна характеристика, штриховою – реальна.

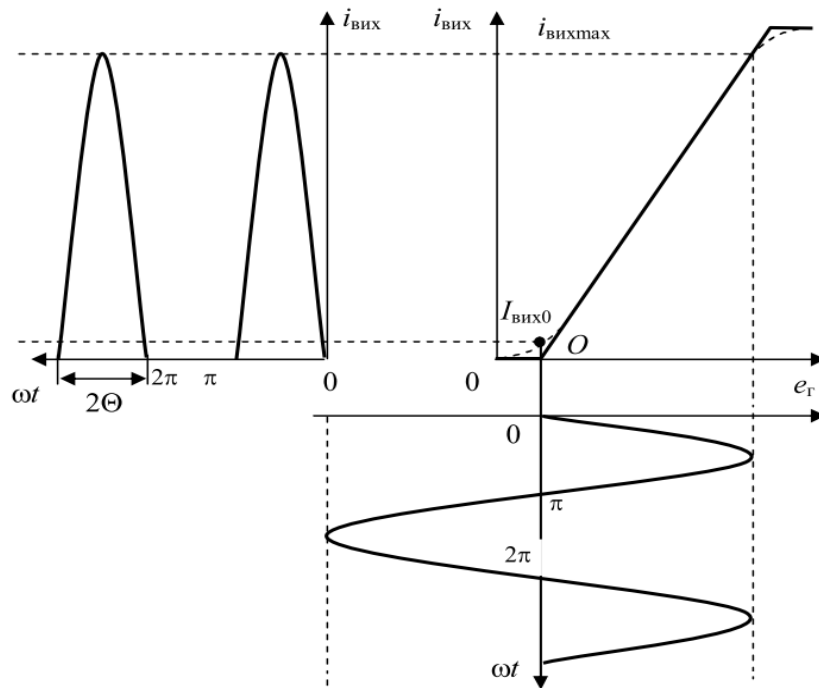


Рисунок 1.4.2 – Діаграма роботи транзистора в режимі  $B$

При роботі транзистора з відсіканням вихідного струму вводять поняття *кута відсікання  $\theta$* . *Кутом відсікання називають половину тієї частини періоду, протягом якої існує вихідний струм*. Вимірюється кут відсікання в радіанах або в градусах. Як випливає з діаграми рис. 1.4.2 у режимі  $B$ , в ідеалізованому випадку  $\theta = \frac{\pi}{2}$ , в реальному  $\theta > \frac{\pi}{2}$ . У режимі  $A$  кут відсікання  $\theta = \pi$ , тому що струм протікає протягом усього періоду вхідного сигналу.

Одною з головних переваг режиму  $B$  є більший ККД: максимальне значення для реальних схем дорівнює  $\eta_B = 0,6$ ; для ідеалізованого випадку –  $\eta_B = 0,785$ , тому що за відсутності сигналу в ідеалізованому випадку струм від джерела живлення не споживається ( $I_{\text{вих сер}} = 0$ ). У реальній схемі споживається слабкий струм  $I_{\text{вих0}}$ . При тривалій роботі підсилювача в режимі  $B$  витрата енергії джерела живлення виявляється значно меншою, ніж при роботі в режимі  $A$ .

Суттєвим недоліком режиму  $B$  є високий рівень вищих гармонічних складових. Для підсилення гармонічних сигналів режим  $B$  можна

використовувати тільки у двотактному вихідному підсилювачі. У двотактному підсилювачі одне плече працює протягом позитивного півперіоду сигналу, а інше – протягом негативного. У навантаженні обидва сигналу складаються, утворюючи повний сигнал.

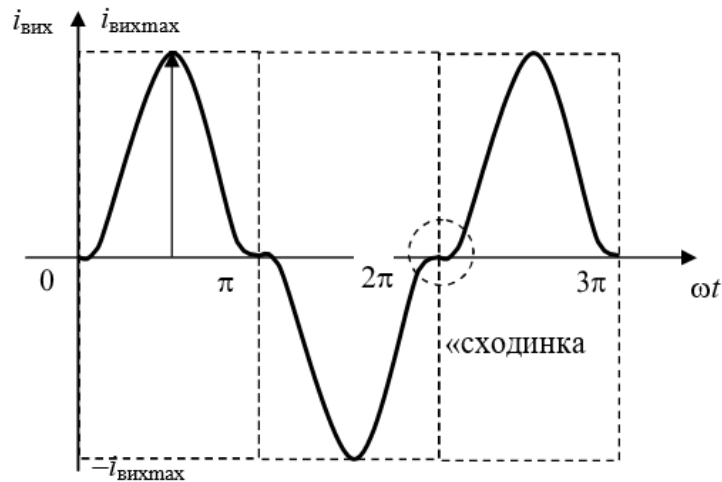


Рисунок 1.4.3 – Спотворений вихідний сигнал у двотактному каскаді в режимі В (при малому рівні сигналу)

В ідеальному двотактному підсилювачі (при повній симетрії схеми) парні гармоніки вихідного сигналу компенсуються, що призводить до зменшення його нелінійних спотворень. Якщо у схемі існує несиметрія, нелінійні спотворення зростають. Через нелінійності реальної наскрізної характеристики (пунктирна лінія) нелінійні спотворення великі при малому рівні сигналу: у вихідному сигналі з'являється так звана «сходінка узгодження» (рис. 1.4.3).

Для зменшення «сходінки узгодження» необхідно збільшувати значення струму  $I_{вих0}$ , що призводить до зменшення ККД двотактного підсилювача. Такий режим називають АВ.

*Режим D.* Одним з недоліків режимів А, В і С є зменшення ККД при зменшенні амплітуди підсилюваного сигналу. Тому зміна в широких межах амплітуди сигналу призводить до зниження середнього ККД порівняно з його максимально можливим значенням. Цей недолік усунуто у підсилювачах з режимом D. У підсилювачах з режимом D транзистор працює у *ключовому режимі*, тобто знаходиться або у закритому, або у відкритому стані. Якщо

підсилювальним елементом служить біполярний транзистор (БТ), то закритий стан БТ відповідає *режиму відсікання*, а відкритий – *режиму насичення*.

У *режимі відсікання* вихідний струм транзистора у схемі зі СЕ  $i_{\text{вих}} = i_{\text{к}} = I_{\text{кб0}}(1 + h_{21\text{е}})$  мінімальний, а вихідна напруга  $u_{\text{вих}} = u_{\text{ке}} \approx E_{\text{ж}}$  близька до максимальної. У режимі насичення вихідний струм у схемі з СЕ  $i_{\text{вих}} = I_{\text{к нас}}$  максимальний, вихідна напруга мінімальна  $u_{\text{вих}} = U_{\text{ке нас}}$ . При ключовому режимі втрати енергії малі, що дає можливість реалізувати ККД підсилювача, близького до одиниці. *Режим D широко використовується в імпульсних пристроях та цифровій техніці.*

#### 1.4.2 Особливості двотактного підсилювача

Підсилювач класу А має низький ККД, оскільки за відсутності сигналу транзистор проводить значний струм і даремно розсіює потужність. Тому підсилювачі класу А використовуються лише в малопотужних пристроях. Якщо потрібно отримати значну потужність, використовуються підсилювачі класу В.

У каскаді класу В при синусоїдальному сигналі на вході струм протікає тільки протягом напівперіоду і має форму «напівсинусоїди». Для повноцінного посилення використовують двотактну схему на двох транзисторах, що працюють у режимі В. Вхідний синусоїдальний сигнал розділяється на два протифазні сигнали, які керують відповідними транзисторами. Кожен з транзисторів перетворює лише відповідну півхвилю сигналу, які далі об'єднуються в синусоїду на опорі навантаження.

**Спотворення.** У двотактних підсилювачах потужності існують три основні види спотворень:

- нелінійні спотворення;
- інтермодуляційні спотворення;
- спотворення класу В.

Нелінійні спотворення обумовлені нелінійністю вольт-амперних характеристик транзисторів. Їх зменшують в основному введенням негативного зворотного зв'язку. Інтермодуляційні спотворення виникають у разі, коли вхідний сигнал складається з двох або більш частот. В цьому випадку вихідний сигнал може містити складові, відсутні у вхідному сигналі, які є сумою і різницею основних частот. Спотворення класу В – це спотворення типу «сходінка» (див. рис. 1.4.4).

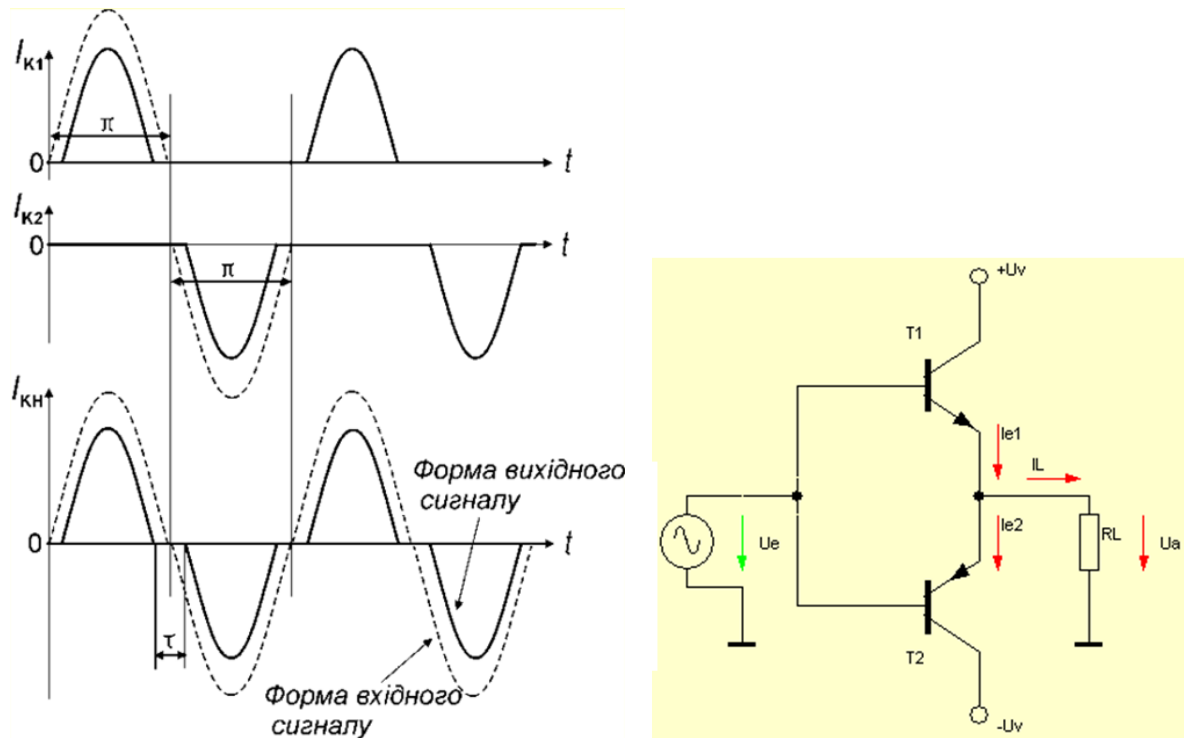


Рис. 1.4.4 Спотворення двотактних підсилювачів типу «сходінка»

Якщо транзистори зсунуті так, що проводять струм трохи менше половини періоду, виходять спотворення типу «сходінка», як показано на рис. 12. Спотворення типу «сходінка» характеризуються часом  $\tau$ , коли струм через навантаження не протікає. Якщо транзистори зміщені так, що проводять струм трохи більше половини періоду, виходять спотворення класу АВ. Для класу АВ при відсутності сигналу у перебігу часу  $\tau$  споживається потужність.

### 1.4.3 Двотактний підсилювач на компліментарних транзисторах

Для двотактних підсилювачів необхідно забезпечити підсилення сигналів різної полярності. Наявність потужних компліментарних

транзисторів  $n-p-n$ - і  $p-n-p$ -типів дозволяє створювати сучасні двотактні підсилювачі, без спеціальних кіл інвертування фази сигналу. Основна схема підсилювача на компліментарних транзисторах  $n-p-n$ - і  $p-n-p$ -типів представлена на рис. 1.4.5.

Обидва транзистори ввімкнено за схемою з СК (емітерні повторювачі), тому схема не посилює напругу і має великий вхідний і малий вихідний опори. Опір  $R_{3c}$  створює додатковий зсув для виключення перехідних спотворень типу «сходінка». Різниця потенціалів баз транзисторів складає  $2U_{BE} \approx 1,4$  В. В тих випадках, коли можна нехтувати перехідними спотвореннями, бази транзисторів з'єднуються і сигнал подається в цю спільну точку. Задовільна симетрія вихідного сигналу досягається і при невідповідності коефіцієнтів посилення по струму  $n-p-n$ - і  $p-n-p$ -транзисторів.

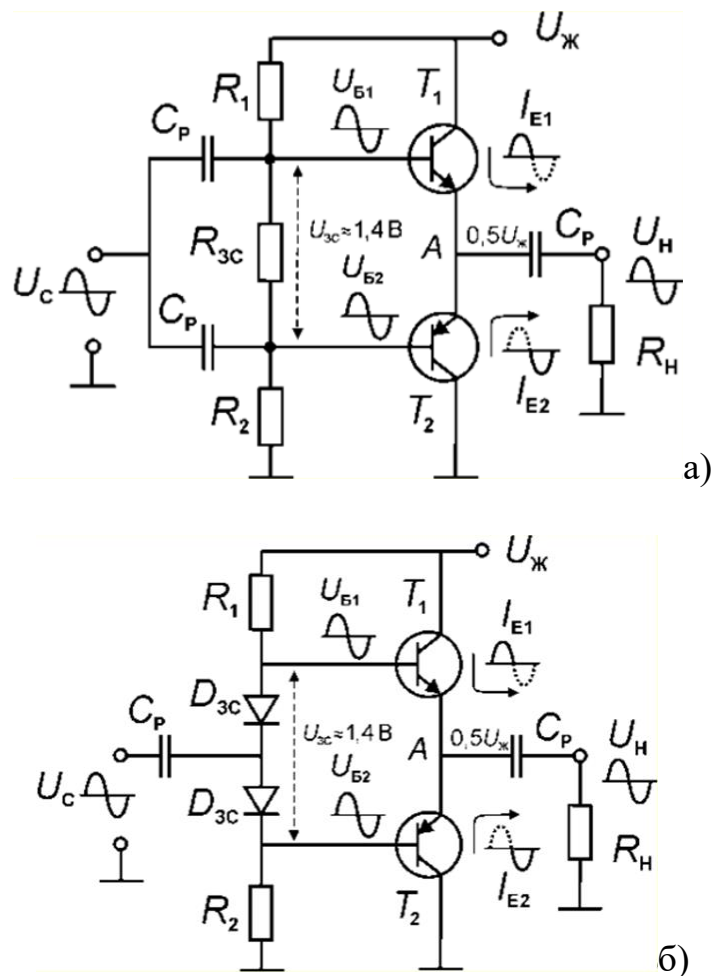


Рис. 1.4.5 Двотактний підсилювач на компліментарних транзисторах: основна схема – а, схема із зсувом діодами – б



Резистори  $R_1$ ,  $R_2$  і  $R_{3C}$ , утворюють коло зсуву. За відсутності сигналу обидва транзистори закриті, але перебувають на межі ввімкнення. Постійна напруга в точці А між емітерами рівна  $U_{ж}/2$ . Розділювальний конденсатор  $C_p$  блокує цю напругу, і постійний струм через навантаження не протікає.

Коли на вхід подана синусоїдальна напруга, позитивний напівперіод відкриває  $n-p-n$  - транзистор  $T_1$  і ще більше закриває  $p-n-p$  -транзистор  $T_2$ . Потенціал точки А зростає і позитивна півхвиля струму протікає через конденсатор  $C_p$  у резистор навантаження  $R_H$  (суцільна лінія на рис. 1.4.5). Конденсатор  $C_p$  заряджається практично до напруги  $U_{ж}$ . При негативному напівперіоді  $n-p-n$ -транзистор  $T_1$  закритий (джерело живлення від'єднано!); конденсатор  $C_p$  розряджається через відкритий  $p-n-p$ -транзистор  $T_2$  і негативна півхвиля струму тече через резистор  $R_H$  (переривчаста лінія). Навантаження, таким чином, отримує поперемінно відповідні пів синусоїди струму, тобто через резистор  $R_H$  протікає синусоїдальний струм. Коефіцієнт підсилення потужності близький до  $\beta + 1$ .

При наближенні амплітуди сигналу на виході (у точці А) до напруги  $U_{ж}$  (повний розмах сигналу) на транзисторі  $T_1$  залишається мала напруга живлення ( $U_{ж}-U_{вих}$ ). В результаті зменшується коефіцієнт посилення транзистора (вихідний опір зростає), що спричиняє додаткові нелінійні спотворення характерні для позитивної півхвилі сигналу.

При очевидній простоті схеми, їй властиві порівняно великі нелінійні спотворення, що пов'язано з наявністю так званої «п'яти» на вхідних ВАХ біполярних транзисторів. Такі спотворення суттєві при малих вхідних сигналах з амплітудою, порівняною з напругою база-емітер у робочій точці. Для усунення цього недоліку використовують кола зсуву транзисторів  $T_1$  і  $T_2$ , що забезпечує режим класу АВ.

## 1.5 Диференціальний підсилювач

Диференціальний підсилювач (ДП) відомий ще з часу лампової техніки, де його називали паралельно-балансним каскадом. По своїй структурі ДП є підсилювачем постійного струму, має дуже добру стабільність. У мікроелектроніці ДП став одним з універсальних елементів лінійних інтегральних схем. На основі ДП побудована більшість елементів цифрової емітерно-зв'язаній логіки.

**1.5.1 Принцип дії і властивості.** Диференціальний підсилювач можна будувати на біполярних і польових транзисторах по простих або ускладнених схемах. Назва «диференціальний» (що віднімає, різницевий) пояснюється тим, що вихідна напруга між колекторами пропорційна різниці входних напруг на базах. Функція віднімання дозволяє істотно зменшити величину приведенного дрейфу у порівнянні з простим (асиметричним) підсилювачем. Другою важливою перевагою ДП є значно вищий коефіцієнт посилення.

**Принцип роботи.** Розглянемо принцип дії ДП і його підсилювальні параметри на прикладі простої схеми на БПТ, що показана на рис. 1.5.1.

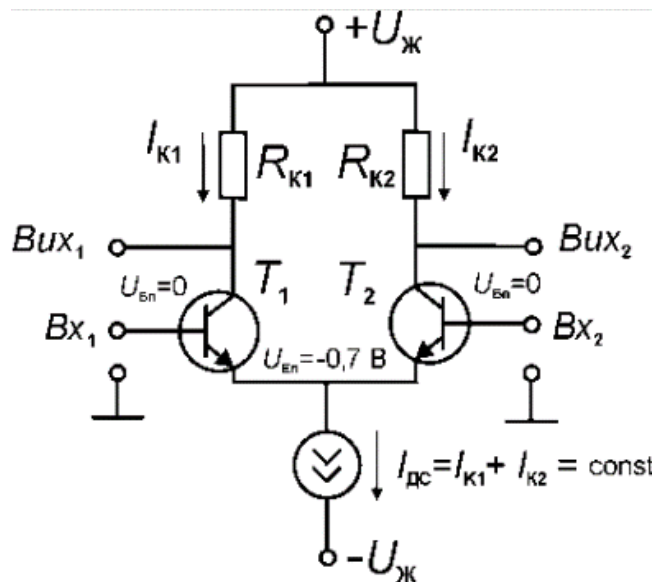


Рисунок 1.5.1 - Простий диференціальний підсилювач

Схема ДП представляє паралельне об'єднання двох підсилювачів із СЕ на транзисторах  $T_1$  і  $T_2$  з колекторними опорами  $R_{K1}$  і  $R_{K2}$ . Особливістю ДП є те, що  $T_1$  і  $T_2$  мають спільне емітерне коло – емітерні струми  $I_{E1}$  і  $I_{E2}$  задаються

від спільного джерела струму  $I_{\text{ДС}}$ , звичайно виконаного по схемі струмового дзеркала (у простому випадку це може бути великий опір  $R_E$ ). Принципово необхідно, щоб струм  $I_{\text{ДС}}$  не залежав від сигналів на входах ДП. У такому випадку  $I_{E1} + I_{E2} = I_{\text{ДС}} = \text{const}$  і всі підсилювальні параметри ДП визначаються рівнем  $I_{\text{ДС}}$ . Зазвичай ДП живиться від двополярного джерела напруги, що дозволяє забезпечити нульові потенціали входів і отже пряме вмикання заземлених джерел сигналу. Струми зсуву транзисторів  $T_1$  і  $T_2$  (за відсутності сигналу) течуть від точки заземлення через переходи база-емітер в негативне джерело живлення.

**Вхідні сигнали.** Характеристика перетворення ДП описується виразом:

$$U_{\text{ВІХ}} = K_0 (U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}),$$

де  $U_{\text{ВХ1}}$ ,  $U_{\text{ВХ2}}$  напруги на входах,

$K_0$  – коефіцієнт підсилення.

У загальному випадку напруга вхідного сигналу ДП включає диференціальну і синфазну складові.

**Диференціальна складова вхідної напруги  $U_{\text{ДФ}}$** , визначається за формулою:

$$U_{\text{ДФ}} = U_{\text{Б1}} - U_{\text{Б2}}, \quad (1.5.1)$$

де  $U_{\text{Б1}}$  і  $U_{\text{Б2}}$  напруга що діє відповідно на  $Bx1$  і  $Bx2$ .

**Синфазна складова вхідної напруги  $U_{\text{СФ}}$** , визначається як середньоарифметичне вхідної напруги за формулою:

$$U_{\text{СФ}} = (U_{\text{Б1}} + U_{\text{Б2}})/2. \quad (1.5.2)$$

При  $U_{\text{Б1}} = -U_{\text{Б2}}$ , (напруги рівні по величині і змінюються в протифазі) синфазна складова вхідної напруги дорівнює нулю і вхідна напруга буде чисто диференціальною.

При  $U_{\text{Б1}} = U_{\text{Б2}}$ , на обох входах присутня однакова напруга, у такому разі диференціальна складова дорівнює нулю, і вхідна напруга буде чисто синфазною (спільного вигляду, *common mode*).

На відміну від простого одиничного підсилювача, ДП володіє специфічними особливостями. Насамперед розглянемо входи і виходи ДУ. За

визначенням ДП повинен працювати з двома джерелами сигналів, що не виключає відсутності сигналу на одному з входів (вхід приєднаний до «землі»).

**Способи подачі вхідних сигналів.** Схема ДП має два вхідні виводи  $Bx1$ ,  $Bx2$  і два вихідних виводи  $Bix1$ ,  $Bix2$ , що обумовлює декілька способів подачі і знімання сигналу, які розділяють на *симетричні* і *несиметричні*.

*Симетричне* вмикання можливе тільки способом, коли два джерела сигналу приєднують, як показано на рис. 1.5.2, а.

Якщо це два заземлені джерела з однаковою і протифазною зміною напруги, то на ДП надходить чисто диференціальний сигнал  $U_{BX \text{ дф}}$ . Неоднаковість по модулю вхідних напруг, призводить до появи синфазної складової вхідної напруги  $U_{BX \text{ сф}}$ .

Якщо це два заземлені джерела з однаковою і протифазною зміною напруги, то на ДП надходить чисто диференціальний сигнал  $U_{BX \text{ дф}}$ . Неоднаковість по модулю вхідних напруг, призводить до появи синфазної складової вхідної напруги  $U_{BX \text{ сф}}$ .

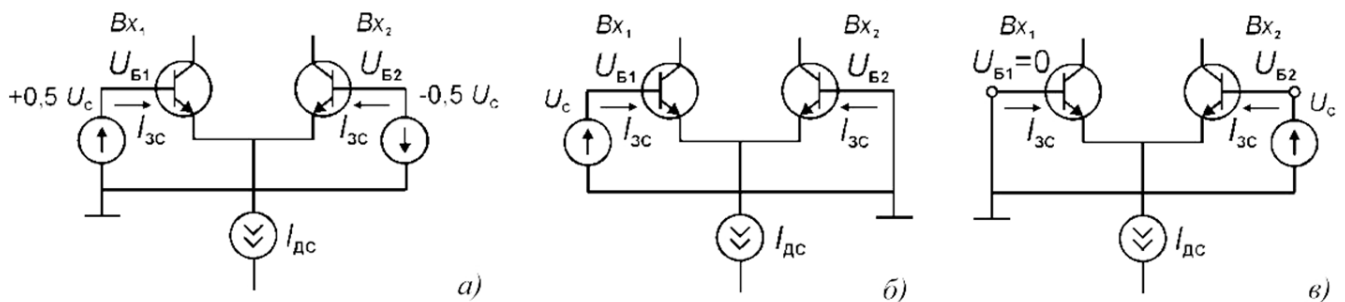


Рисунок 1.5.2 - Способи подачі сигналів на входи ДП: симетричне вмикання – а; несиметричне вмикання – б, в

На рис. 1.5.2, а показано симетричне вмикання двох джерел з напругою  $+0,5U_c$  і  $-0,5U_c$ , в цьому випадку між входами діє тільки диференціальний сигнал:

$$+0,5U_c - (-0,5U_c) = U_c.$$

Симетричним є також увімкнення одного незаземленого джерела між входами. Несиметричне вмикання – використовується одне заземлене джерело сигналу і його можна приєднати до будь-якого з входів (рис. 1.5.2, б, в). Незадіяний вхід повинен бути приєднаний до «землі». Для несиметричного вмикання відповідно до визначень:

$$U_{\text{ДФ}} = (U_C - 0) = U_C,$$

$$U_{\text{СФ}} = (U_C + 0)/2 = 0,5 U_C.$$

Отже, при несиметричному підключенні одного джерела сигналу на входах завжди присутні диференціальна і синфазна складові сигналу. Випадок двох джерел з протифазними сигналами, але неоднаковими по модулю, відноситься до несиметричного вмикання.

**Способи знімання вихідних сигналів.** Схема ДП має два вихідних виводи  $V_{ux1}$ ,  $V_{ux2}$ , що також обумовлює декілька способів знімання сигналу – симетричні і несиметричні. Симетричне вмикання навантаження  $R_H$  здійснюється тільки способом, як показано на рис. 1.5.3, а.

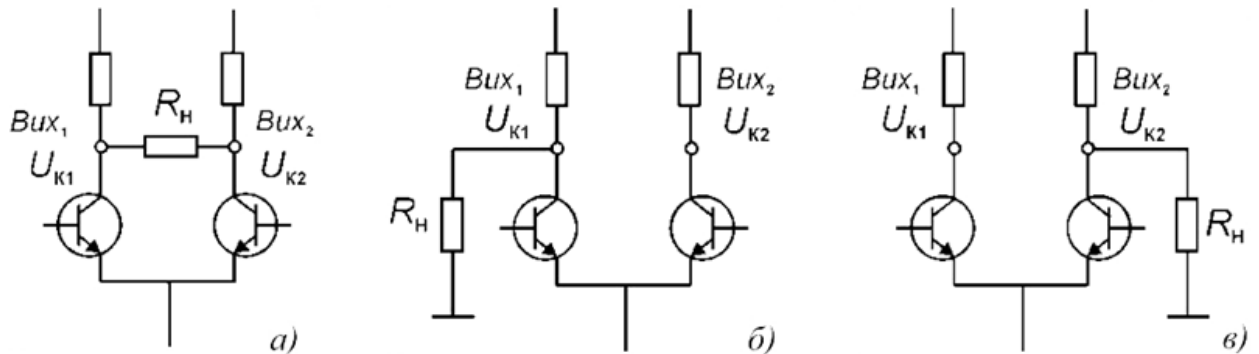


Рисунок 1.5.3 - Способи вмикання навантаження до виходу ДП:

симетричне вмикання – а; несиметричне вмикання – б, в

При несиметричному вмиканні навантаження використовується один з виводів  $V_{ux1}$  або  $V_{ux2}$ , до якого приєднується заземлений резистор  $R_H$  (рис. 1.5.3, б, в), при цьому другий вихід не використовується і залишається вільним.

### 1.5.2. Характеристики перетворення

При аналізі ДП прийнято розділяти вхідні і вихідні сигнали на дві складові – диференціальну і синфазну. Останню називають також спільним або загальним сигналом. Ці дві складові виражаються через прирости вхідних і вихідних потенціалів за допомогою наступних визначень:

$$U_{ВХ} \text{ сф} = (\Delta U_{Б1} + \Delta U_{Б2})/2; \quad U_{ВХ} \text{ дф} = \Delta U_{Б1} - \Delta U_{Б2};$$

$$U_{ВИХ} \text{ сф} = (\Delta U_{К1} + \Delta U_{К2})/2; \quad U_{ВИХ} \text{ дф} = \Delta U_{К1} - \Delta U_{К2}.$$

Зворотні співвідношення мають вид:

$$\Delta U_{Б1} = U_{ВХ} \text{ сф} + U_{ВХ} \text{ дф} /2; \quad \Delta U_{Б2} = U_{ВХ} \text{ сф} - U_{ВХ} \text{ дф} /2;$$

$$\Delta U_{К1} = U_{ВИХ} \text{ сф} + U_{ВИХ} \text{ дф} /2; \quad \Delta U_{К2} = U_{ВИХ} \text{ сф} - U_{ВИХ} \text{ дф} /2.$$

При  $\Delta U_{Б1} = -\Delta U_{Б2}$ , ( $U_{ВХ1}$  і  $U_{ВХ2}$  рівні по величині і змінюються в протифазі) синфазна складова дорівнює нулю і на входах присутня тільки диференціальна напруга.

При  $\Delta U_{Б1} = \Delta U_{Б2}$  – дорівнює нулю диференціальна складова і на входах тільки синфазна напруга. Розглянемо основні параметри ідеального ДП.

**Характеристика перетворення і діапазон вхідних сигналів.**  
Колекторні струми диференціальної пари транзисторів  $I_{К1}$  і  $I_{К2}$  можна виразити через  $U_{дф}$  у вигляді:

$$I_{К1} = \frac{I_{дс}}{1 + \exp(-U_{дф}/\varphi_T)}; \quad I_{К2} = \frac{I_{дс}}{1 + \exp(-U_{дф}/\varphi_T)}$$

Графіки  $I_{К1}$  і  $I_{К2}$  у залежності від  $U_{дф}$  представлені на рис. 1.5.4. Відзначимо, що  $I_{К1} = I_{К2} = I_{дс}/2$ .

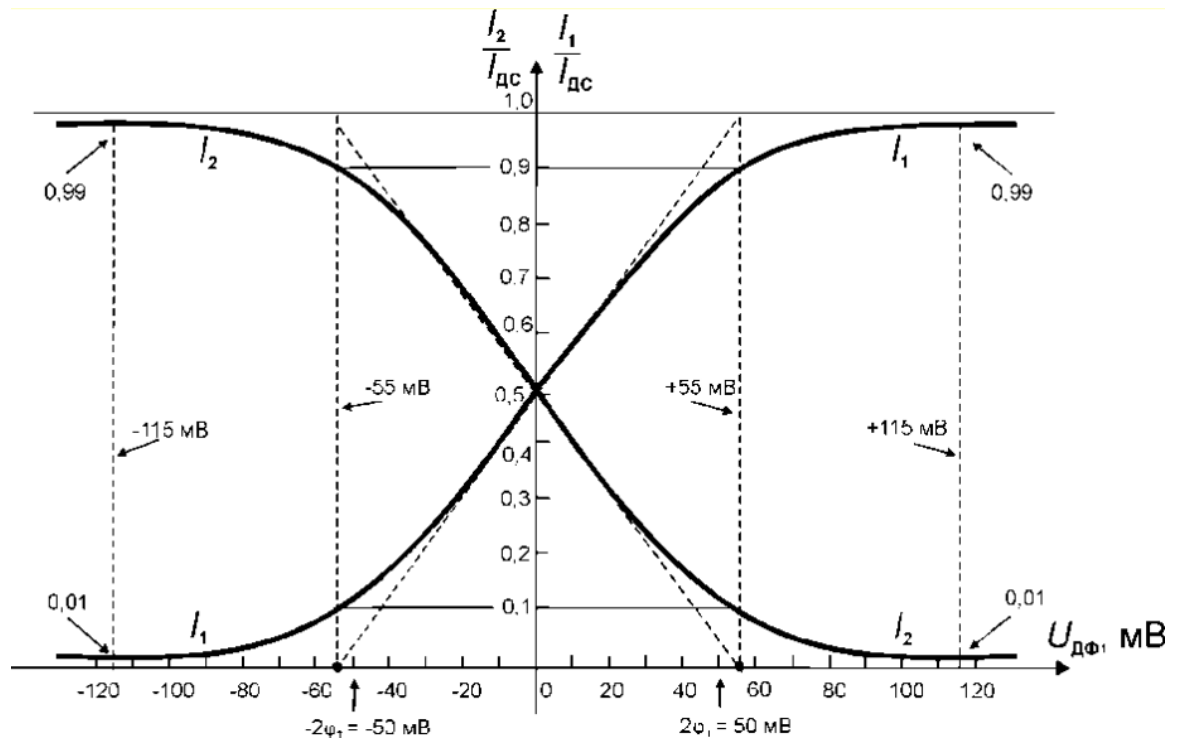


Рисунок 1.5.4 - Характеристика перетворення ДП

З виразів для  $I_1$  і  $I_2$ , а також з графіків характеристик ДП (рис. 5.4) видно, що в міру того, як напруга  $U_{ДФ}$ , змінюється в ту або іншу сторону щодо нульового потенціалу, все більший струм протікає через один транзистор і все менший – через інший. Проте немає такої точки, де весь струм протікав би тільки через один транзистор, а інший був би повністю закритий.

Якщо джерело  $I_{ДС}$  – ідеальне джерело струму, то  $I_{ДС}$  не залежить від падіння напруги на ньому і, отже, не залежатиме і від вхідної напруги  $U_{Б1}$  і  $U_{Б2}$ . Аналіз виразів для  $I_1$  і  $I_2$  показує, що коли забезпечується постійна величина  $I_{ДС}$ , то  $I_1$  і  $I_2$  є функціями тільки диференціальної вхідної напруги  $U_{ДФ} = U_{Б1} - U_{Б2}$ , і абсолютно не залежать від синфазної складової вхідної напруги. Таким чином, підсилювач дійсно є *диференціальним*, або *різницевим* підсилювачем, що *реагує тільки на різницю напруги, поданої на його входи*.

**Перетворення диференціального сигналу.** Для ідеального ДП в режимі спокою струм  $I_{ДС}$  ділиться порівну між обома транзисторами  $T_1$  і  $T_2$  (див. рис. 1.5.5, а).

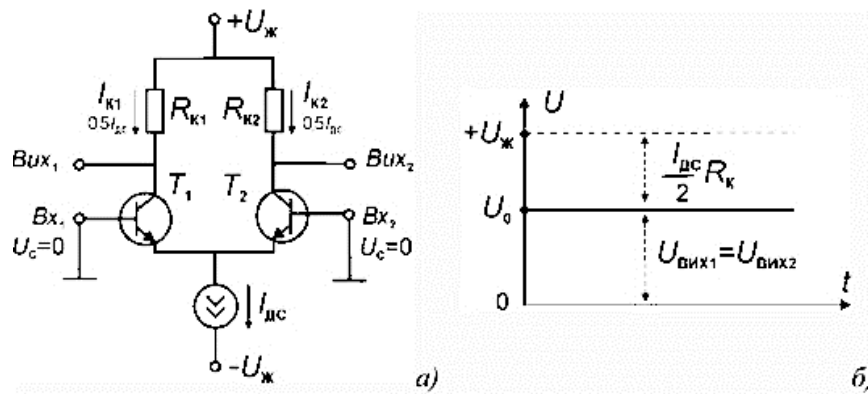


Рисунок 1.5.5 - Формування потенціалів на виході ДП: струми в режимі спокою (без вхідного сигналу) – а; діаграма вихідної напруги збалансованого ДП – б

Зневажаючи базовими струмами, вважаємо, що колекторні струми транзисторів  $T_1$  і  $T_2$  однакові:

$$I_{K1} = I_{K2} = 0,5I_{\text{дс}}.$$

Режиму спокою (рівноваги) відповідає потенціальна діаграма, показана на рис. 1.5.5, б. У цьому режимі потенціал кожного виходу має щодо «землі» рівень  $U_{K1} = U_{K2} = U_0$ . Рівень рівноваги можна підрахувати, знаючи напругу живлення  $+U_{\text{ж}}$  і рівень струму  $0,5I_{\text{дс}}$ , що протікає через резистор  $R_K$ :

$$U_0 = +U_{\text{ж}} - 0,5I_{\text{дс}}R_K.$$

Припустимо, що між входами ДП у момент часу  $t_1$  з'явився сигнал  $U_c$  (позитивна полярність на базі  $T_1$ , див. рис. 1.5.6, а).

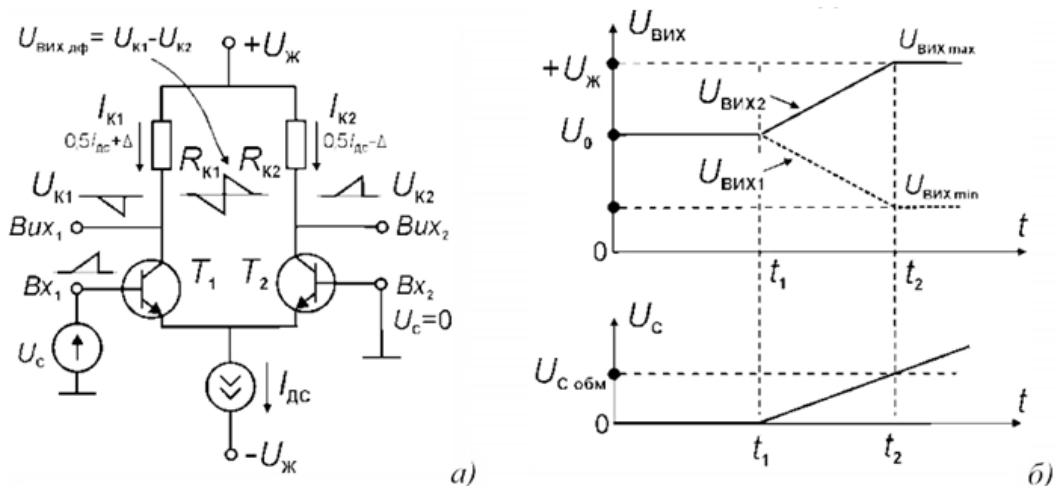


Рисунок 1.5.6 - Формування потенціалів на виході ДП: проходження сигналу – а; діаграма вхідного і вихідних сигналів – б

Струм бази транзистора  $T_1$  починає зростати і відповідно збільшується його колекторний струм  $I_{K1}$ . Оскільки на транзистори  $T_1$  і  $T_2$  емітерні струми



поступають від джерела струму  $I_{\text{ДС}}$  (сума цих струмів повинна залишатися постійною), то струм транзистора  $T_2$  зменшується. Умова:

$$I_{K1} + I_{K2} = I_{\text{ДС}}$$

виконується для будь-яких диференціальних вхідних сигналів.

На потенціальній діаграмі рис. 1.5.6, б показано, що із збільшенням вхідного сигналу  $U_{\text{С}} \sim U_{\text{Б1}}$  вихідна напруга  $U_{K1}$  зменшується (тобто приріст сигналу інвертований по фазі):

$$U_{K1} = +U_{\text{Ж}} - I_1 R_{\text{К}}.$$

На іншому виході ДП напруга  $U_{K2}$  збільшується (приріст сигналу синфазний щодо вхідного сигналу на  $BxI$ ):

$$U_{K2} = +U_{\text{Ж}} + I_2 R_{\text{К}}.$$

Диференціальний вихідний сигнал спостерігається між колекторами  $T_1$  і  $T_2$  (симетричний вихід ДП):

$$U_{K1} - U_{K2} = R_{\text{К}} (I_1 - I_2).$$

Відзначимо, що диференціальний вихідний сигнал «не заземлений».

Зміна  $U_{K1}$  і  $U_{K2}$  (вихідних сигналів) практично припиняється, коли весь струм  $I_{\text{ДС}}$  тече по транзистору  $T_1$ . Транзистор  $T_2$  з цієї миті емітерний струм не отримує і переходить в стан обмеження, що настає у момент  $t_2$  (див. рис. 1.5.6, б).

Таким чином, якщо вхідний сигнал перевищить граничний рівень  $U_{\text{С гр}}$ , підсилювач стає некерованим. Максимальна різниця сигналів на симетричному виході:

$$U_{K1} - U_{K2} = R_{\text{К}} I_{\text{ДС}}.$$

Напруга на колекторі транзистора  $T_1$  має мінімальний рівень:

$$U_{K1} = U_{\text{Ж}} - I_1 R_{\text{К}}$$

### **Перетворення синфазного сигналу.**

Якщо входи ДП з'єднано (див. рис. 1.5.7, а) і на них поданий синфазний (спільний) сигнал  $U_{\text{СФ}}$ , то при ідеальному джерелі струму рівні вихідної напруги спокою  $U_{K1} = U_{K2} = U_0$  не повинні змінюватися. Реально, при подачі

синфазної напруги позитивної полярності збільшується напруга  $U_{BE}$  обох транзисторів і зростає струм  $I_{ДС}$  (неідеальне джерело струму). Через це, падіння напруги на колекторних резисторах  $R_{K1}$  і  $R_{K2}$  збільшується, а рівень спокою  $U_0$  знижується на величину  $\Delta U_{0(сф)}$  (див. рис. 1.5.7, б), звану похибкою від синфазного сигналу.

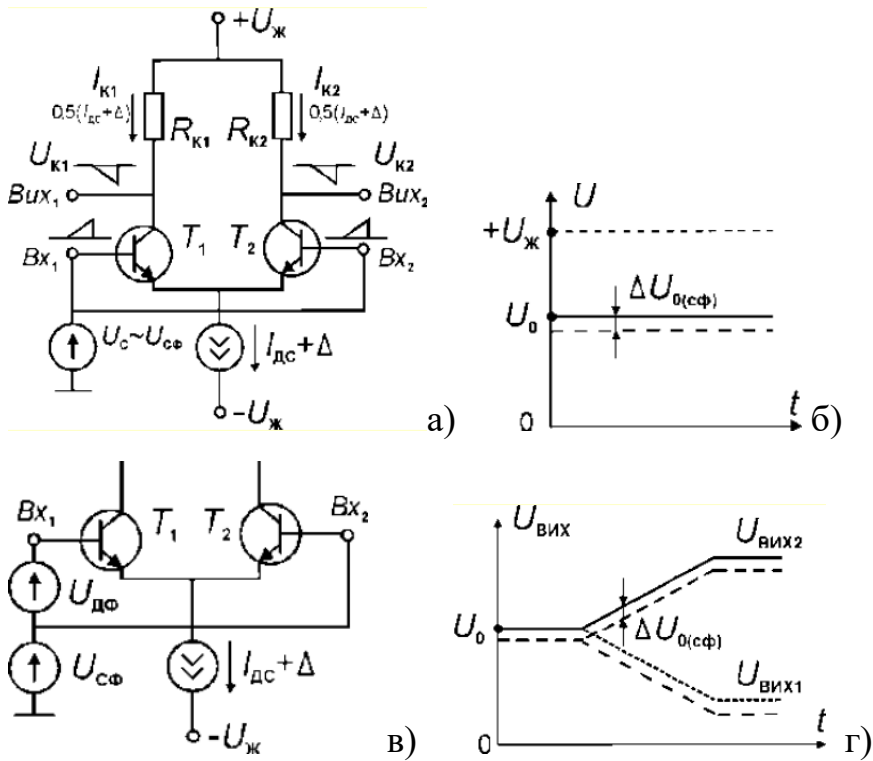


Рисунок 1.5.7 - Вмикання до входів ДП джерела сигналу: синфазної входньої напруги – а; зсув рівня спокою – б; спільно диференціальної і синфазної напруги – в; зсув вихідного сигналу на величину синфазної похибки – г

Для негативної напруги  $U_{сф}$  спостерігається підвищення рівня спокою. На рис. 1.5.7, в показана схема входного кола ДП, де на фоні великого синфазного сигналу  $U_{сф}$  присутній малий диференціальний сигнал  $U_{дф}$ . Потенційна діаграма такого режиму має вигляд, показаний на рис. 1.5.7, г. Якщо вихідний диференціальний сигнал не більше ніж  $\Delta U_{0(сф)}$ , то його важко відрізнити на фоні похибки від синфазного сигналу.

*Здатність підсилювача виділяти малі диференціальні сигнали на фоні великих синфазних є однією з найважливіших характеристик якості ДП.*

**Коефіцієнт посилення диференціального сигналу.** Якщо подати на входи ДП однакові по величині, але протифазні напруги, то синфазна складова

на вході буде відсутня  $U_{ВХ}$  сф = 0. У такому разі на виході ДП буде лише посилена диференціальна складова вхідного сигналу:  $U_{ВІХ\ дф} = K_{дф} U_{ВХ\ дф}$ .

Диференціальний коефіцієнт посилення  $K_{дф}$  є одним з основних параметрів ДП. Його прагнуть робити якомога більшим.

В режимі малого сигналу диференціальний коефіцієнт посилення  $K_{дф}$ , можна визначити за допомогою схеми, показаної на рис. 1.5.8.

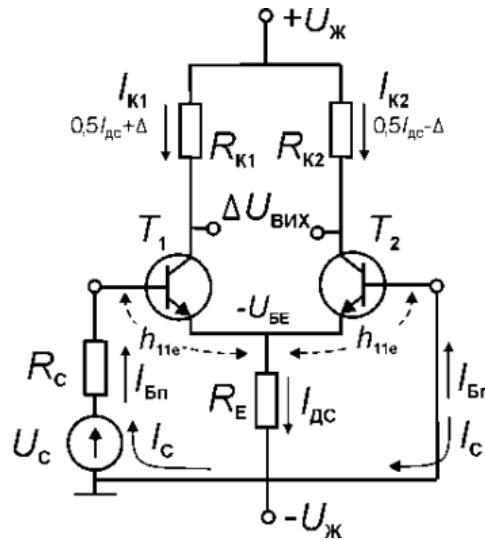


Рисунок 1.5.8 - Розподіл струмів в схемі ДП

Для спрощення джерело струму  $I_{ДС}$  моделюється резистором  $R_E$  і джерелом напруги  $(-U_{Ж} - U_{БЕ})$ :

$$I_{ДС} = \frac{-U_{Ж} - U_{БЕ}}{R_E}$$

Для двополярного живлення схема розраховується так, що:

$$U_{Б1} = U_{Б2} = 0;$$

$$U_E = -0,7 \text{ В.}$$

Вхідні опори транзисторів  $h_{11e}$  припускаються однаковими. Допустимо також, що внутрішній опір джерела сигналу  $R_C \ll h_{11e}$ , а напруга сигналу  $U_C$  близька до нуля.

Струм  $I_{ДС}$  ділиться порівну між транзисторами  $T_1$  і  $T_2$ . Оскільки напруга сигналу  $U_C$  мала, вважаємо, що прирости колекторних струмів  $\Delta I_K \ll 0,5I_{ДС}$ .

Від джерела сигналу  $U_C$  по вхідному колу ДП тече струм  $I_C$  (змінює початковий  $I_{Бп}$ ). Відгалуження сигнального струму в  $R_E \gg h_{11e}$  зневажливо мале. У такому випадку:

$$I_C = \frac{U_C}{R_C + 2h_{11e}} \approx \frac{U_C}{2h_{11e}} = \frac{U_{ВХ\ дф}}{2h_{11e}}$$

У базу транзистора  $T_1$  струм  $I_C$  втікає (колекторний струм збільшується на  $\Delta I = \beta I_C$ , з бази  $T_2$  – витікає (колекторний струм зменшується на  $-\Delta I = -\beta I_C$ ). Відповідно на колекторних опорах  $R_K$  створюються прирости вихідного сигналу  $\pm \Delta U$  ( $0,5 U_C$  створює  $I_C$ ):

$$\pm \Delta U = \pm R_K \Delta I = \pm R_K \beta I_C.$$

Транзистор  $T_1$  відкривається ( $+\Delta I$ ) і відповідно зменшується  $U_{K1} = U_0 - \Delta U$ ; транзистор  $T_2$  закривається ( $-\Delta I$ ) – зростає  $U_{K2} = U_0 + \Delta U$ .

Між колекторами транзисторів спостерігається вихідний диференціальний сигнал:

$$U_{ВИХ\ дф} = U_{K1} - U_{K2} = 2\Delta U = -2R_K \beta I_C. \quad (1.5.3)$$

Враховуючи (4-5) і (4-6), отримаємо:

$$K_{дф} = \frac{U_{ВИХ\ дф}}{U_{ВХ\ дф}} = \frac{U_{ВИХ\ дф}}{U_C} = -\frac{2R_K \beta}{2h_{11e}} = -\frac{R_K \beta}{h_{11e}} = -\frac{R_K}{r_E}$$

У загальному випадку (при різних способах подачі сигналу), знак мінус іноді опускають.

Коефіцієнт посилення диференціального сигналу можна виразити через крутизну транзистора.

Враховуючи, що:

$$K_{(CE)} = SR_K = \frac{\beta}{h_{11e}} R_E = \frac{I_E}{\varphi_T} R_K,$$

де  $\varphi_T \approx 26$  мВ,  $S = dI_K / dU_{BE} = I_E / \varphi_T = 1/r_E$ ;  $h_{11e} = r_E = \varphi_T / I_E$ ;

$h_{11e} \approx \beta h_{11\beta} = \beta \varphi_T / I_E = r_E^*$ , де  $r_E^* \sim r_E(CE)$

отримаємо:

$$K_{дф} = -SR_K. \quad (1.5.4)$$

Формула універсальна як для біполярних ДП, так і для польових ДП, посилення яких описується крутизною  $S$ .

Коефіцієнт посилення ДП по напрузі  $K_{\text{дф}}$  відповідає  $K$  (СЕ) для одиночного каскаду із СЕ без НЗЗ. Це відбувається тому, що в режимі, близькому до спокою, на переходах база-емітер кожного транзистора діє половина вхідної напруги  $U_c/2$ , а прирости сигналів між виходами двох транзисторів підсумовуються.

Для ДП при симетричному вході потенціал емітера не змінюється, тобто НЗЗ через  $R_E$  не діє! Отже посилення максимальне – набагато більше, ніж одиночного каскаду з СЕ і автоматичним зсувом (з НЗЗ).

Порівняємо:

$$K_{(\text{СЕ})} = -R_K / R_E,$$

$$K_{(\text{ДП})} = -\beta R_K / h_{11e};$$

$$h_{11e} \ll R_E.$$

**Вхідний опір диференціальному сигналу.** Малосигнальна еквівалентна схема вхідного кола ДП, що навантажує джерело диференціального сигналу, показана на рис. 1.5.9.

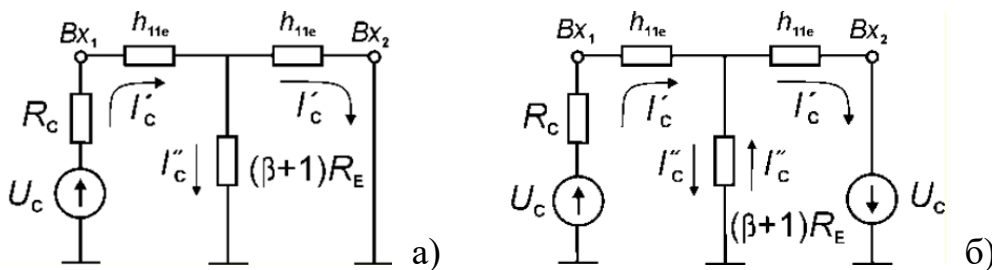


Рисунок 1.5.9 - Еквівалентна схема вхідного кола ДП: несиметричне ввімкнення – а; симетричне ввімкнення – б

Для несиметричного ввімкнення, як показано на рис. 1.5.9 а) емітерний струм кожного транзистора в  $\beta + 1$  раз перевищує базовий, тому опір  $R_E$  перераховується в контур вхідного струму з коефіцієнтом  $\beta + 1$ . Опір  $R_E$  великий, відповідно струм  $I''_c$  що відгалужується в  $R_E$  малий і їм можна знехтувати. В такому випадку, вхідний диференціальний опір ДП між входами  $Bx_1$  і  $Bx_2$ :

$$K_{\text{ВХ}_\text{ДХ}} = 2h_{11e} = \frac{2\varphi_T(\beta + 1)}{I_E} = \frac{4\varphi_T(\beta + 1)}{I_{\text{ДС}}}$$

Вхідний опір біполярного ДП прямо пропорційний коефіцієнту посилення його транзисторів по струму  $\beta$  і температурі, але обернено пропорційний до рівня струму  $I_{\text{ДС}}$ .

Для симетричного ввімкнення (див. рис. 1.5.9, б) і диференціального сигналу ( $U_{\text{СФ}} = 0$ ) вхідний струм через  $R_E$  не протікає в принципі.

**Коефіцієнт передачі синфазного сигналу.** Якщо з'єднати вхідні виводи ДП і подати на них спільну напругу, то диференціальна складова на вході буде відсутня  $U_{\text{ВХ}_\text{ДФ}} = 0$ . Отже, в даному випадку на виході буде тільки частка синфазної складової вхідного сигналу (посилення зазвичай не має місця):

$$U_{\text{ВИХ}_\text{СФ}} \approx K_{\text{СФ}} U_{\text{ВХ}_\text{СФ}}.$$

Зсув вихідного рівня у вигляді напруги  $U_{\text{ВИХ}_\text{СФ}}$  і зміна колекторних струмів (однакова в обох плечах) означає зміну робочого режиму транзисторів (зсув робочої точки). Тому коефіцієнт передачі  $K_{\text{СФ}}$  бажано робити якомога меншим.

У даному випадку бази і емітери обох транзисторів з'єднані один з одним; колектори також можна вважати за з'єднані (оскільки різниця потенціалів  $U_{\text{К1}} - U_{\text{К2}}$  зберігає нульове значення через симетрію). Значить, у режимі синфазного сигналу ДП є паралельним з'єднанням обох плечей. Розрахунок такої схеми аналогічний розрахунку каскаду з СЕ і негативним зворотним зв'язком через  $R_E$ . Використовуючи вираз  $K_U \approx R_K / R_E$  (оскільки навантаження між колекторами  $R_H$  в даному режимі не «діє»), отримуємо синфазний коефіцієнт посилення:

$$K_{\text{СФ}} \approx -0,5 \frac{R_K}{R_E}$$

Тут коефіцієнт  $1/2$  обумовлений паралельним з'єднанням колекторних резисторів, а опори  $r_E \ll R_E$  не враховано. Зазвичай  $R_E \gg R_K$ , так що  $K_{\text{СФ}} \ll 1$ . Формула для  $K_{\text{СФ}}$  не відображає його зміну за рахунок несиметрії ДП. Реально

$K_{\text{сф}}$  має велике число складових, які залежать від розбалансування елементів, структури схеми і частоти сигналу.

**Синфазна похибка.** Синфазний сигнал  $U_{\text{ВХ сф}}$  що передається реальним ДП на вихід називають синфазною похибкою. Синфазний можна зіставити умовний вхідний диференціальний сигнал (перерахувати похибку у вхідне коло; привести до входу). Вважаємо, що дія напруги  $U_{\text{ВХ сф}}$  на входах відповідає еквівалентній вхідній диференціальній напрузі  $U_{\text{ВХ дф}}$  (СФ):

$$K_{\text{ВХ дф (СФ)}} = \frac{U_{\text{СФ}} K_{\text{СФ}}}{K_{\text{дф}}}$$

Напруга на виході ДП (розрізняйте три можливі виходи), обумовлена синфазною вхідною напругою (синфазна похибка), віднесена до входу, дозволяє визначити мінімальний рівень корисного вхідного сигналу  $U_{\text{ВХ дф}}$ , який може бути виявлений на фоні синфазного сигналу  $U_{\text{ВХ сф}}$ .

Якість ДП характеризується коефіцієнтом послаблення синфазного сигналу  $K_{\text{ПСС}}$  (common mode rejection ratio – CMRR):

$$K_{\text{ПСС}} = \frac{K_{\text{СФ}}}{K_{\text{дф}}}$$

що показує здатність ДП розрізняти малий диференціальний сигнал на фоні великої синфазної напруги.

За допомогою формул  $K_{\text{дф}} = -SR_K$  і  $K_{\text{СФ}} = -0,5R_K/R_E$  визначаємо:

$$K_{\text{ПСС}} = \frac{K_{\text{СФ}}}{K_{\text{дф}}} = -\frac{0,5 R_K}{R_E S R_K} = \frac{0,5}{R_E S}$$

У цьому вигляді рівняння придатне для аналізу будь-яких (польових і біполярних) ДП. Зазвичай використовується логарифмічна форма коефіцієнта послаблення:

$$-K_{\text{ПСС}} (\text{дБ}) = 20 \lg K_{\text{ПСС}},$$

(негативні значення, тому що  $K_{\text{ПСС}} < 0$ )

Для напівпровідникових ДП значення  $K_{\text{ПСС}} \approx 60 \dots 120$  дБ.

$$R_{\text{ВІХ}} = R_{K1} \parallel R_{K2} \parallel h_{22e1} \parallel h_{22e2}$$

## 1.6. Операційні підсилювачі

### 1.6.1. Основні характеристики

Операційні підсилювачі (ОП) відіграють важливу роль в області аналогових пристроїв. Якщо раніше з ним зв'язувалася яка-небудь математична операція – підсумовування, інтегрування, диференціювання і т.д., то сьогодні ці функції займають, лише рядове місце в довгому списку можливих застосувань ОП у вимірювальній техніці. Перетворення сигналу схемою на ОП обумовлюється тільки властивостями зовнішнього кола НЗЗ і відрізняється високою стабільністю й відтворюваністю. Універсальність інтегрального ОП дозволяє розробнику ставитися до ОП як до елемента, не вникаючи в його внутрішню, досить складну структуру.

По розмірах ОП практично не відрізняються від окремого транзистора. Реалізація електронних схем на основі ОП виявляється значно простіше, ніж на окремих транзисторах, тому ОП майже повністю витиснули транзистори як елементи схем у аналоговій схемотехніці.

Розвиток ОП йде по шляху спеціалізації різних груп, так з'явилися ОП прецизійні, що трансформувалися в інструментальні підсилювачі, підсилювачі з малим рівнем шуму, швидкісні, високовольтні, потужні, з великими напругою живлення й розмахом сигналу, ОП для пристроїв з однополярним живленням і максимальним рівнем сигналу (ОП типу «rail-to-rail»).

Пристрої на ОП працюють у безперервному й імпульсному режимах, як підсилювачі струму й напруги, фазозсувні і буферні підсилювачі, підсилювачі сигналу неузгодженості для схем автоматичного регулювання, генератори синусоїдальних, прямокутних і складних сигналів, одновібратори, пікові і лінійні детектори, дискримінатори фази й амплітуди, тригери Шмідта, свіп-генератори, стабілізатори напруги, джерела опорних потенціалів, каскади з реактивними властивостями (інтегруючі, диференціюючі, смугові) і ін.

У вимірювальній техніці на ОП будують схеми нуль-компараторів, трансформаторів провідності й опору, електрометричних підсилювачів,



підсилювачів вибірки-зберігання, виконання обчислювальних операцій – алгебраїчних, інтегрування, диференціювання, логарифмування й т.п.

Інтегральний ОП – підсилювач постійного струму з малим дрейфом нуля, великим входним і малим вихідним опорами, посиленням 500 ... 100 тис. і більше у смузі пропускання від нуля до сотен мегагерц. Дуже велика чутливість ОП не передбачає його вмикання для прямого перетворення. Запас чутливості ОП необхідний для побудови на його основі перетворювачів із глибоким НЗЗ і чудовими метрологічними характеристиками (встановлюваним від дуже малого до дуже великого входним і вихідним опором, точним високостабільним коефіцієнтом перетворення).

**Особливості операційного підсилювача.** ОП є диференціальним підсилювачем із двома входами й одним виходом. Двополярне живлення дозволяє забезпечити нульові потенціали входів і виходу. ОП повинен забезпечувати значно більший коефіцієнт підсилення, чим здатен дати один диференціальний каскад. Тому вони будуються по багатокаскадній схемі.

Як приклад нижче наведено схему типового ОП. У спрощеній принциповій схемі трикаскадного ОП (див. рис. 1.6.1) другорядні елементи виключені. Трикаскадна модель використовується в розробках прецизійних інтегральних ОП (наприклад, для вимірювальних підсилювачів).

Вхідний каскад ДП1 побудований за схемою диференціального підсилювача, що живиться струмом  $I_{ДС1}$  від джерела струму ДС1. Вхідний опір ДП обернено пропорційний рівню його струму  $I_{ДС1}$ , тому для одержання великого вхідного опору цей струм вибирається на рівні десятків мікроампер (при зменшенні струму  $I_{ДС1}$  поліпшуються також дрейфові й шумові параметри). Через низький рівень струму  $I_{ДС1}$  вхідний ДП1 має малий коефіцієнт підсилення.

Для отримання великого посилення всього ОП використовується другий каскад ДП2, також побудований як диференціальний підсилювач. Послідовне включення двох підсилювачів призводить до зсуву постійного рівня на несиметричному виході ДП 2 у позитивну область. Для зсуву постійного рівня

в негативну область застосована схема зсуву рівня ЗР. Схеми зсуву рівня й двотактного підсилювача потужності утворюють третій, вихідний каскад ПП. Вихідний двотактний підсилювач виконаний на емітерних повторювачах, що забезпечує низький вихідний опір.

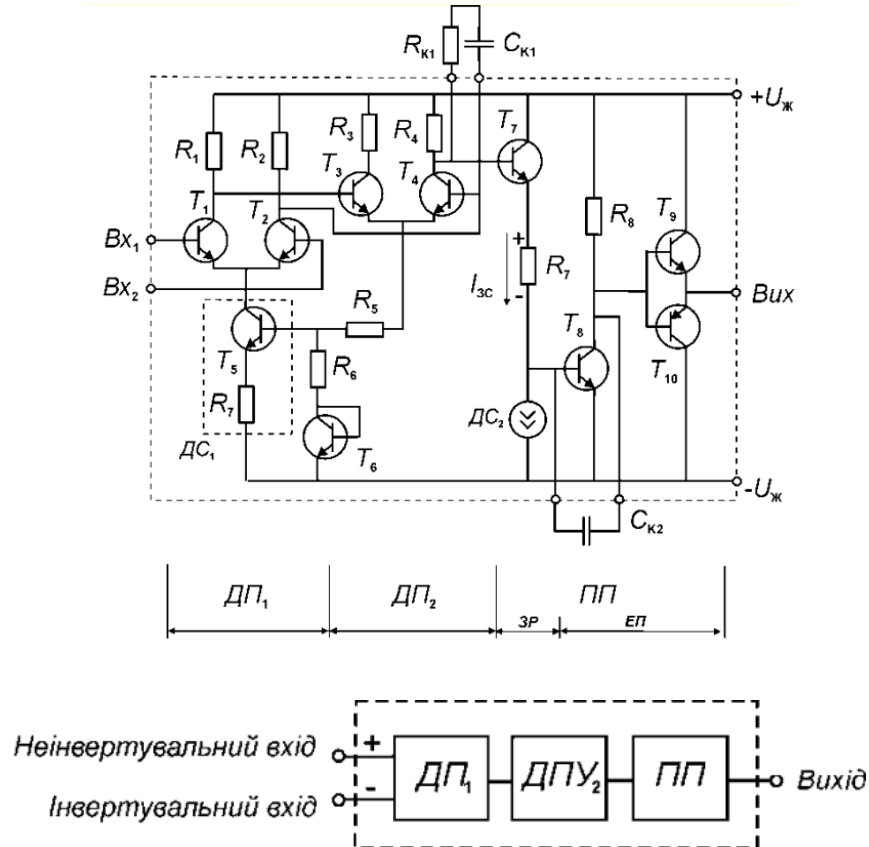


Рисунок 1.6.1 - Трикаскадний ОП: спрощена принципова схема – а, структурна схема – б;

Підсилювач ДП1 побудований на транзисторах  $T_1$  і  $T_2$  з резистивним навантаженням  $R_{K1}$  і  $R_{K2}$ . Із симетричного виходу ДП1 диференціальний сигнал безпосередньо надходить на входи другого ДП2 (транзистори  $T_3$  і  $T_4$ ), який працює при струмі  $I_{DC2}$  порядку міліампера, тому його посилення велике й досягає 200...400. Однак розмах вихідного сигналу ДП2 ще малий і знаходиться в позитивній області напруги живлення.

Каскад зсуву рівня – емітерний повторювач на транзисторі  $T_7$ , зсуває сигнал у негативну область напруги живлення. Повторювач на  $T_7$  живиться від джерела струму  $I_{DC3}$ . Напруга зсуву створюється струмом  $I_{DC3}$  на резисторі  $R_7$ . Попередній підсилювач двотактного каскаду виконаний на  $T_8$  і  $R_8$ , він

забезпечує додаткове посилення й одержання великого сигналу, співставними з рівнями напруги живлення.

Двотактний емітерний повторювач (підсилює струм) виконаний на комплементарній парі  $T_9$  і  $T_{10}$ . Режим підсилювача потужності – струм зсуву  $I_{ДСЗ}$ , резистори  $R_7$ ,  $R_8$  і струм транзистора  $T_8$  розраховуються так, щоб забезпечити нульовий рівень напруги на колекторі  $T_8$  і відповідно на виході ОП за відсутності сигналу.

Характеристика перетворення ОП описується виразом:

$$U_{ВІХ} = K_0 (U_{ВХ1} - U_{ВХ2}),$$

де  $U_{ВХ1}$ ,  $U_{ВХ2}$  напруги на входах ОП,

$K_0$  — власний коефіцієнт підсилення ОП.

Якщо на неінвертуючий вхід ОП позначений знаком «плюс», подати напругу  $U_{ВХ1}$  (при  $U_{ВХ2} = 0$ ), то вихідна напруга  $U_{ВІХ} = K_0 U_{ВХ1}$  буде відповідна посиленій неінвертованій напрузі  $U_{ВХ1}$ . Якщо ж подати на інвертуючий вхід ОП позначений знайомий «мінус» напругу  $U_{ВХ2}$  (при  $U_{ВХ1} = 0$ ), то вихідна напруга  $U_{ВІХ} = K_0 U_{ВХ2}$  відповідає посиленій інвертованій напрузі  $U_{ВХ2}$ .

**Живлення ОП.** Основним способом живлення ОП є живлення від двополярного джерела напруги з однаковими напругами на позитивному (+) і негативному (–) виводах і заземленою середньою точкою (див. рис. 1.6.2).

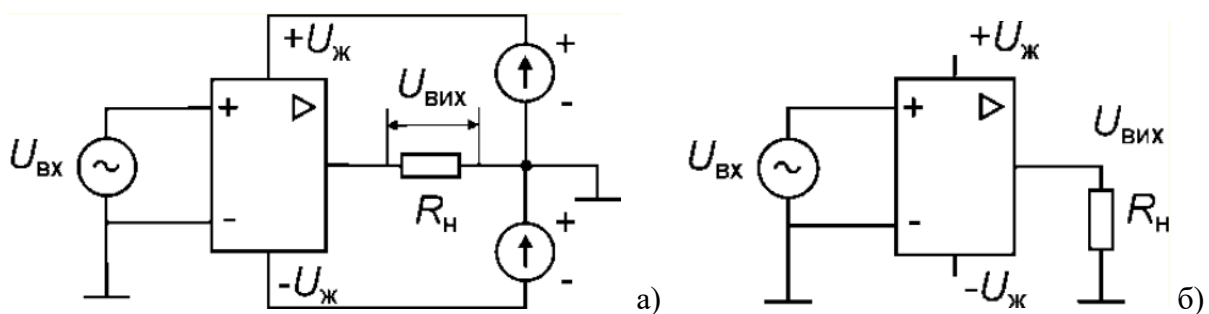


Рисунок 1.6.2 - Живлення ОП від двополярного джерела: схема підключення – а; спрощене позначення – б

Виводи (+), (–) і земля підключаються до відповідних виводів ОП. Діапазон напруг живлення звичайно лежить у межах  $\pm (5 \dots 25)$  В, найчастіше  $\pm (10 \dots 15)$  В. Деякі ОП можуть працювати при напрузі живлення менше  $\pm 3$  В, а «високовольтні» ОП живляться напругою більше  $\pm 100$  В.

Можливе живлення ОП від одного джерела напруги. Вхідна й вихідна напруга в такому випадку може змінюватися тільки в один бік щодо нульового потенціалу. Включення розділювальних конденсаторів на вході й виході схеми дозволяє підсилювати перемінний сигнал, як у звичайному підсилювачі перемінної напруги.

**Наведемо основні характеристики.** Операційний підсилювач є диференціальним підсилювачем. Характеристики простого ДП, розглянуті при викладанні базових схем, цілком застосовні й для опису ОП, вони є основною частиною набору характеристик ОП. Функція перетворення ОП показана на рис. 1.6.3.

Як і для простого ДП, сигнал на вході можна подати різним способом – симетрично й несиметрично. Два входи ОП не обов'язково використовуються для роботи тільки із симетричним підключенням сигналу. Один із входів можна заземлити й подавати сигнал на другий вхід від заземленого джерела. У такому режимі розрізняють інвертувальний й неінвертувальний входи, залежно від того, чи знаходиться вихідний сигнал відповідно в протифазі або в фазі з вхідним сигналом.

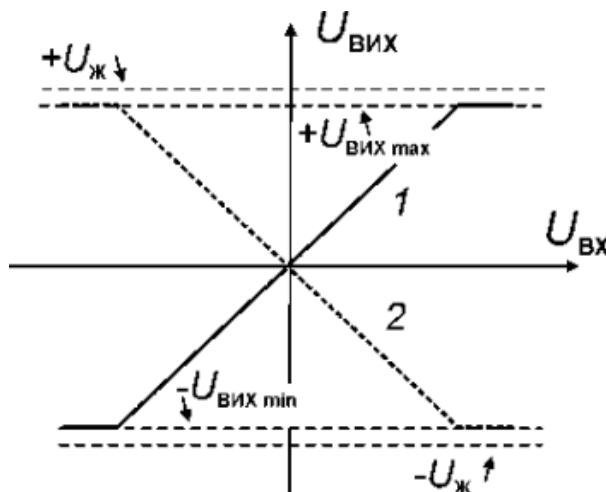


Рисунок 1.6.3- Функція перетворення ОП для інвертувального (1) та неінвертувального (2) входів

Якщо сигнал  $U_{ВХ}$  діє на неінвертуючому вході, а інвертувальний вхід заземлено, то підсилювач називають неінвертуючим, сигнали  $U_{ВХ}$  і  $U_{ВИХ}$

змінюються в однаковій фазі (рис. 1.6.3, – графік 1). Якщо  $U_{ВХ}$  діє на інвертуючому вході, а неінвертувальний вхід заземлено, то підсилювач буде інвертуючим,  $U_{ВХ}$  і  $U_{ВІХ}$  змінюються в протифазі (див. рис. 1.6.3, – графік 2).

На рис. 1.6.3 нахил характеристики перетворення відповідає власному посиленню  $K_0$  (без кола НЗЗ). Звичайно ОП має один несиметричний вихід, з нульовим рівнем у стані спокою (відсутності сигналу). Отже, до виходу можна підключити заземлений опір навантаження  $R_H$ .

Параметри ОП можна розділити на кілька груп: входні, вихідні, підсилювальні, енергетичні, дрейфові й шумові, швидкісні. Додатково реальний ОП має характеристики інструментальних похибок.

Набір параметрів ОП містить більш 20 найменувань. Статистика параметрів має нормальний закон розподілу й з партії ІС ОП можна вибрати зразки, що мають параметри значно кращі, ніж записано в специфікаціях.

**Діапазон зміни вихідного сигналу.** Максимальний розмах сигналу на виході  $U_{ВІХ1max} - U_{ВІХ2max}$  наближається до  $2U_{Ж}$ , тому що при обмеженні сигналу вихідні транзистори перебувають у насиченні й різниця  $(\pm U_{Ж}) - (\pm U_{ВІХmax})$  складає декілька десятків часток вольт (див. рис. 1.6.3). Поблизу границь діапазону нелінійність характеристики перетворення стає значною, тому максимальна припустима амплітуда сигналу повинна визначатися при заданому коефіцієнті нелінійних спотворень.

**Напруга зсуву нуля входу.** У реальному ОП, коли обидва входи заземлені ( $U_C = 0$ ), на виході присутня напруга  $\pm \Delta U_{ВІХ}$  (знак  $\Delta U_{ВІХ}$  – випадкова величина), тобто спостерігається зсув характеристики перетворення. Цю напругу перераховують через коефіцієнт підсилення ОП у напругу зсуву нуля входу  $\pm u_0$  (типово від декількох мікрвольт до декількох мілівольт). Характеристики реального ОП представлені на рис. 1.6.4, графіки 2 і 3 відповідні до деякого зсуву нульового рівня й графік 1 характеристика ОП, збалансованого в нуль подачею зовнішньої напруги зсуву.

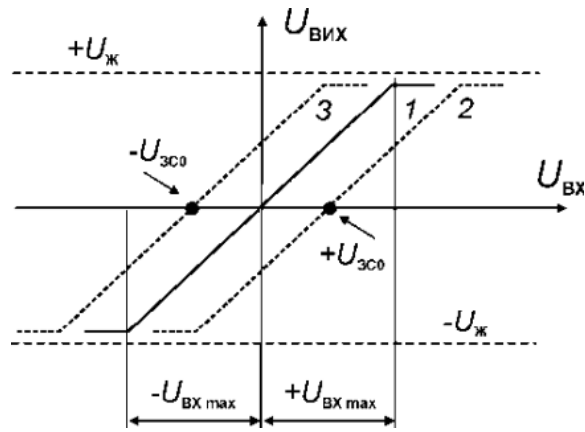


Рисунок 1.6.4 - Напряга зсуву нуля входу (1 – збалансований ОП;  
2, 3 – незбалансований ОП)

Напряга зсуву нуля входу  $u_0$  має температурний коефіцієнт  $TK\Delta u_0 = \Delta u_0 / \Delta T$ , що характеризує залежність зміну  $u_0$  від зміни температури  $\theta$  навколишнього середовища.

**Вхідний струм.** У вхідному колі ОП протікає струм  $i_{BX}$  (струми зсуву пари транзисторів вхідного ДП). Під вхідним струмом мають на увазі вхідний струм  $i_{BX}$  (input bias current –  $i_b$ ), обумовлений як середнє арифметичне вхідних струмів по кожному із входів:

$$i_{BX} = (i_{BX+} + i_{BX-})/2.$$

Тому що  $i_{BX+} \approx i_{BX-}$ , то значення вхідного струму приблизно збігається із вхідним струмом кожного входу ОП.

Вхідний струм тече через джерело сигналу і генерує на вході напругу похибки. У випадку, якщо джерело сигналу високоомне, на опорі  $R_C$  виділяється значна напруга, яка прикладена між входами, тобто послідовно з джерелом сигналу.

**Різниця вхідних струмів.** Різниця вхідних струмів визначається як  $\Delta i_{BX} = |i_{BX+} - i_{BX-}|$ . За допомогою параметра  $\Delta i_{BX}$  і  $R_C$  розраховують додаткову похибку зсуву нуля:

$$U_0 \text{ (від } \Delta i_{BX}) = \Delta i_{BX} R_C.$$

Якщо похибку від вхідного струму можна компенсувати, забезпечивши однакові опори кола входів, то похибка від різниці вхідних струмів  $\Delta i_{BX}$  має випадковий характер і її компенсація неможлива. Різницю струмів  $\Delta i_{BX}$

називають струмом зсуву входу (input offset current –  $i_{0S}$ ), зазвичай вимірюється в наноамперах.

Різниця вхідних струмів  $\Delta i_{ВХ}$  має температурний коефіцієнт  $TK\Delta i_{ВХ}$ , який залежить від зміни температури навколишнього середовища (від впливу температури  $\theta$  на струм  $I_{ДС}$  і коефіцієнт посилення).

**Вплив струму навантаження.** Підключення до виходу ОП опору навантаження  $R_H$  зменшує діапазон вихідної напруги  $U_{ВІХ}$ . Вплив  $R_H$  на розмах напруги  $U_{ВІХ}$  визначається вихідним опором  $R_{ВІХ0}$  ОП і величиною струму навантаження  $I_H$ , при якому нелінійні спотворення сигналу ще припустимі. Крім того, максимальний рівень струму  $I_H$  повинен бути безпечним для ОП. На рис. 1.6.5 представлені характеристики ОП для різних опорів навантажень  $R_H$ .

Зі зменшенням опору  $R_H$  зростає спадання напруги на опорі  $R_{ВІХ0}$ , тому амплітуда напруги  $U_{ВІХ}$  на навантаженні зменшується (вважаємо, що коефіцієнт підсилення  $K_0$  при цьому залишається постійним).

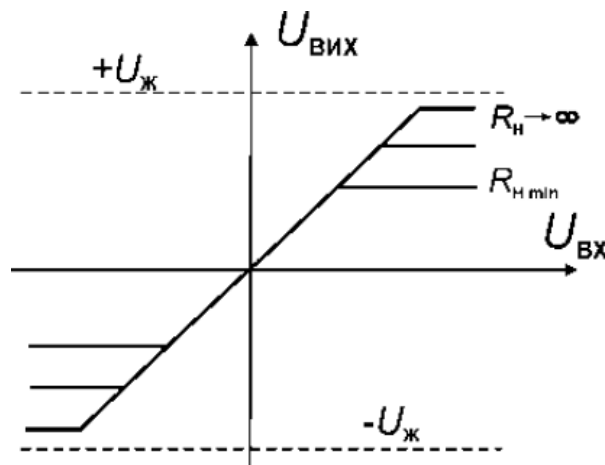


Рисунок 1.6.5 - Вплив струму навантаження на характеристики ОП

**Вплив синфазної напруги.** У більшості схем включення на входах ОП присутня синфазна напруга  $U_{ВХсф}$ , яка в реальному ОП повністю не пригнічується. Дуже мала частина напруги  $U_{сф}$  передається на вихід як  $U_{ВІХ(сф)}$  і є похибкою на виході від синфазного сигналу. Дія напруги  $U_{сф}$  на

входах відповідає дії еквівалентної вхідної диференціальної напруги  $U_{ВХдф}(сф)$ .

Слід зазначити, що, коли напруга зсуву  $u_0$  не залежить від способу подачі сигналу, то  $U_{ВХ дф (сф)}$  пропорційна величині  $U_{сф}$ .

Пригнічення синфазного сигналу ОП визначається коефіцієнтом *пригнічення синфазного сигналу*  $K_{ПСС}$  (common mode rejection ratio – CMRR, CMR) і залежить від типу ОП. Значення  $K_{ПСС}$  перебуває в межах  $10^3 \dots 10^6$  (60... 120 дБ). Коефіцієнт  $K_{ПСС}$  визначається наступним чином. Синфазний сигнал  $U_{ВХ сф}$  реальний ОП частково передає на вихід:

$$U_{ВІХ (сф)} = U_{сф} K_{сф} ,$$

де  $K_{сф} \ll 1$  – коефіцієнт перетворення синфазного сигналу.

Перерахуємо напругу  $U_{ВІХ (сф)}$  до входу:

$$U_{ПСС} = \frac{U_{сф} K_{сф}}{K_{дф}} = \frac{U_{сф}}{K_{ПСС}}$$

де коефіцієнт пригнічення синфазного сигналу:

$$K_{ПСС} = \frac{K_{дф}}{K_{сф}} \gg 1$$

у логарифмічній формі:

$$K_{ПСС(дБ)} = 20 \lg K_{ПСС}$$

Типове значення  $K_{ПСС}$  перебуває в межах  $10^3 \dots 10^6$  (60...120 дБ).

Інколи коефіцієнт пригнічення синфазного сигналу визначається, як відношення коефіцієнта передачі синфазної напруги  $K_{сф}$  до коефіцієнта підсилення диференціальної напруги  $K_{дф}$ :

$$K_{ПСС} = \frac{K_{сф}}{K_{дф}} \ll 1$$

ОП застосовується у підсилювачах, де він охоплений колом НЗЗ, яке визначає коефіцієнт посилення. Застосування  $K_{ПСС}$  дозволяє визначити синфазну похибку виходу підсилювача на ОП для конкретної конфігурації кола НЗЗ.



Помилка  $U_{\text{вих (сф)}}$  залежить від величини синфазної напруги  $U_{\text{сф}}$ , зі збільшенням  $U_{\text{сф}}$  коефіцієнт пригнічення  $K_{\text{ПСС}}$  погіршується. Коефіцієнти  $K_{\text{ДФ}}$  і  $K_{\text{Сф}}$  залежать від частоти так, що із зростанням частоти значення  $K_{\text{ПСС}}$  також погіршується.

У реальних пристроях присутні джерела зовнішніх завад. Вплив може робити мережа змінного струму (завади із частотою 50/60 Гц, або гармоніки цієї частоти), вмикання або вимикання устаткування, пристрої, що випромінюють електромагнітні хвилі. Всі ці перешкоди впливають однаковою мірою на обидва входи ОП, і являють собою синфазний сигнал. Таким чином, крім високого значення  $K_{\text{ПСС}}$  на постійному струмі, ОП повинен мати високий  $K_{\text{ПСС}}$  на змінному струмі, особливо на частоті мережі і її гармонік. Значення  $K_{\text{ПСС}}$  на постійному струмі обумовлюється в основному точністю резисторів. На змінному струмі  $K_{\text{ПСС}}$  визначається відмінністю у зсуву фаз або затримкою у часі між інвертуючим і неінвертуючим входами.

На постійному струмі  $K_{\text{ПСС}}$  може бути поліпшений шляхом налаштування, тому основне значення має  $K_{\text{ПСС}}$  на перемінному струмі, через який точність вимірювань може значно зменшитися. Звичайно  $K_{\text{ПСС}}$  нормується й на постійному, і на перемінному струмі.

**Вплив напруги живлення.** На характеристики ОП впливають зміни обох напруг живлення, у першу чергу на напругу зсуву нуля  $u_0$ . На рис. 1.6.6, а й б зображені характеристики ОП, у якого напруги живлення (окремо позитивна й негативна) зменшуються на величину  $\Delta U_{\text{ж}}$ .

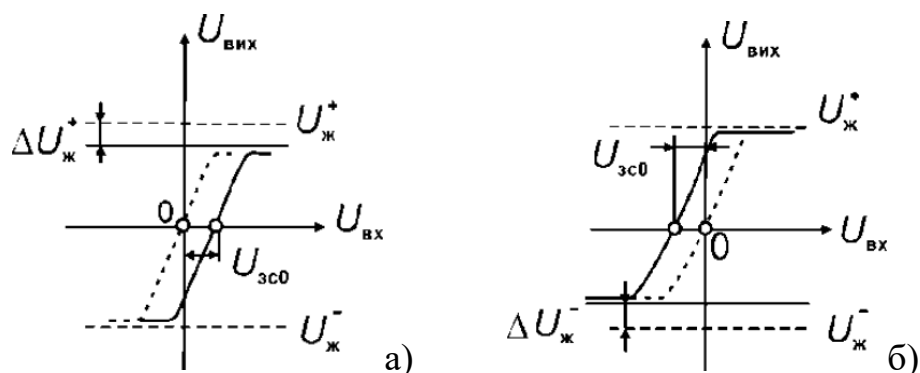


Рисунок 1.6.6 - Вплив зміни напруг живлення на характеристики ОП: позитивної напруги  $U_{\text{ж}}$  – а, негативної напруги  $U_{\text{ж}}$  – б

У цьому випадку також відбувається зсув нуля характеристики. Якість підсилювача по стійкості режиму до зміни напруги живлення характеризується відношенням (коефіцієнтом) ослаблення впливу зміни напруги живлення ( $K_{ОВЖ}$ ), (supply voltage rejection ratio SVR R):

$$K_{ОВЖ} = \Delta u_0 / \Delta U_{Ж},$$

який визначається роздільно для позитивного й негативного джерел живлення.

### 1.6.2. Базові схеми включення операційних підсилювачів

**Інвертувальний підсилювач.** Схема інвертувального підсилювача напруги, побудованого на ОП представлена на рис. 1.6.7. Коло НЗЗ утворено резистором  $R_{33}$ , що з'єднує вихід ОП з його інвертуючим входом. До цього ж входу підключається джерело сигналу. Такий НЗЗ класифікується як паралельний НЗЗ по напрузі.

Вхідний струм інвертувального входу  $i_{ВХ}^-$  протікає через джерело сигналу. Для протікання струму неінвертувального входу  $i_{ВХ}^+$ , його підключають до загального нульового проводу («землі»). На схемі неінвертувальний вхід приєднано до землі через опір  $R_{БАЛ}$  (його включення необов'язкове), що необхідно для вирівнювання (балансування, зрівноваження) опорів, по яких протікають вхідні струми.

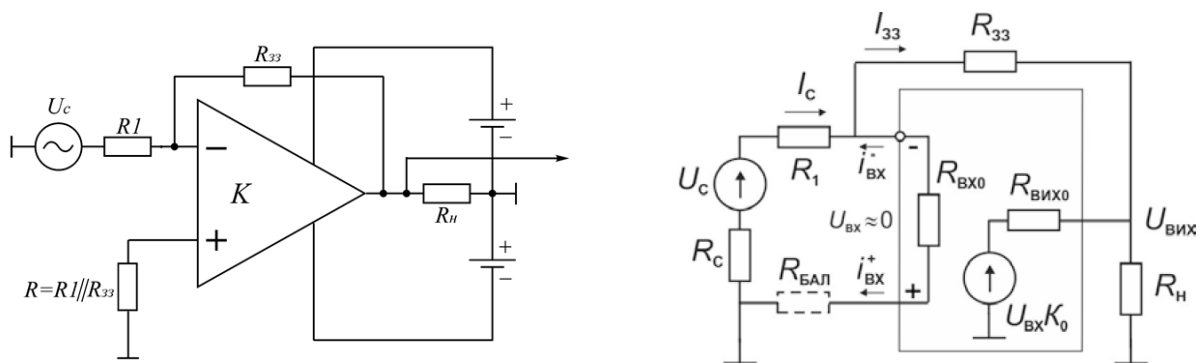


Рисунок 1.6.7 - Інвертувальний підсилювач напруги на ОП — схема включення та еквівалентна схема

**Коефіцієнт підсилення.** Оскільки неінвертувальний вхід заземлений, його потенціал дорівнює нулю. Для ідеального ОП згідно із правилом  $U_{ВХ1} =$

$U_{ВХ2}$  потенціал входу також рівний 0 В (так звана «віртуальна земля»). Таким чином інвертувальний вхід ОП у всіх практичних випадках також можна вважати заземленим.

Алгебраїчна сума всіх струмів для вузла інвертувального входу, повинна дорівнювати нулю:

$$I_C + I_{ВХ} + I_{ЗЗ} = 0.$$

У той же час в силу правила  $I_{ВХ} = 0$ , вважаємо, що струм від джерела сигналу  $I_C$  в ОП не втікає. Отже, увесь струм сигналу  $I_C$  протікає по резистору  $R_{ЗЗ}$ :

$$I_C + I_{ЗЗ} = 0,$$

і відповідно:

$$I_C = -I_{ЗЗ}.$$

Оскільки правий вивід резистора  $R_1$  приєднаний до віртуальної «землі» й перебуває під нульовим потенціалом, а на лівому виводі діє вхідна напруга  $U_C$ , то струм джерела сигналу:

$$I_C = \frac{U_C}{R_1 + R_C}$$

Аналогічно для  $R_{ЗЗ}$  – лівий вивід резистора заземлений, а на правому виводі діє  $U_{ВІХ}$ , тобто до  $R_{ЗЗ}$  прикладена  $U_{ВІХ}$ :

$$I_{ЗЗ} = \frac{U_{ВІХ}}{R_{ЗЗ}}.$$

Враховуючи, що  $U_C \sim U_{ВХ}$  і підставляючи ці співвідношення в рівняння отримаємо:

$$\frac{U_{ВХ}}{R_1 + R_C} = -\frac{U_{ВІХ}}{R_{ЗЗ}},$$

або:

$$K_U = \frac{U_{ВІХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_{ЗЗ}}{R_1 + R_C}.$$

Таким чином, схема інвертує вхідний сигнал і коефіцієнт підсилення напруги:

$$K_U = -\frac{R_{ЗЗ}}{R_1 + R_C},$$

при умові  $R_1 \gg RC$ :

$$K_U = -\frac{R_{33}}{R_1}.$$

**Уточнені характеристики.** У реальній схемі інвертувального підсилювача на ОП (див. рис. 1.6.7) через  $R_{BX0}$  протікає  $I_{BX} \neq 0$  і між входами діє напруга  $U_{BX} \neq 0$  (декілька мікрвольт). Потенціал інвертувального входу на величину цієї напруги перевищує нульовий рівень. При визначенні параметрів необхідно враховувати залежності, отримані раніше для підсилювача охопленого НЗЗ.

**Вхідний опір.** Для ідеального ОП вхідний опір інвертувального включення,  $R_{BX} = R_1$ . Для уточнення значення  $R_{BX}$  скористаємося еквівалентною схемою вхідного кола, наведену на рис. 1.6.8.

Точне значення  $R_{BX}$  можна підрахувати по формулі:

$$R_{BX} = R_1 + \left[ (R_{BX0} + R_{БАЛ}) \parallel \frac{R_{33}}{K_0 + 1} \right]$$

де:

- опір  $R_{БАЛ}$  (балансний) включено між неінвертувальним входом і «землею» (необов'язково),
- $R_{33}/(K_0 + 1)$  – перерахований до входу опір  $R_{33}$ .

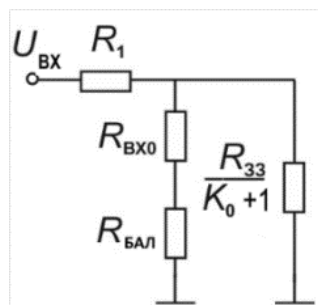


Рисунок 1.6.8 - Еквівалентна схема вхідного кола інвертувального підсилювача

Вважаючи  $K_0 + 1 \approx K_0$ :

$$R_{BX} = R_1 + \frac{R_{33} (R_{BX0} + R_{БАЛ})}{K_0 (R_{BX0} + R_{БАЛ} + R_{33} / K_0)} \approx R_1 + \frac{R_{33}}{K_0}$$

**Вихідний опір.** Вихідний опір інвертувального підсилювача на ОП відповідає вихідному опору підсилювача, охопленого НЗЗ по напрузі:

$$R_{\text{вих}} = \frac{R_{\text{вих0}}}{1 + K_{33} K_0}.$$

Вихідний опір  $R_{\text{вих0}}$  реального ОП невеликий, типово  $R_{\text{вих0}} = 50 \dots 100 \text{ Ом}$ .

При  $K \rightarrow \infty$  вихідний опір реальної схеми дуже малий:

$$R_{\text{вих}} \approx 0.$$

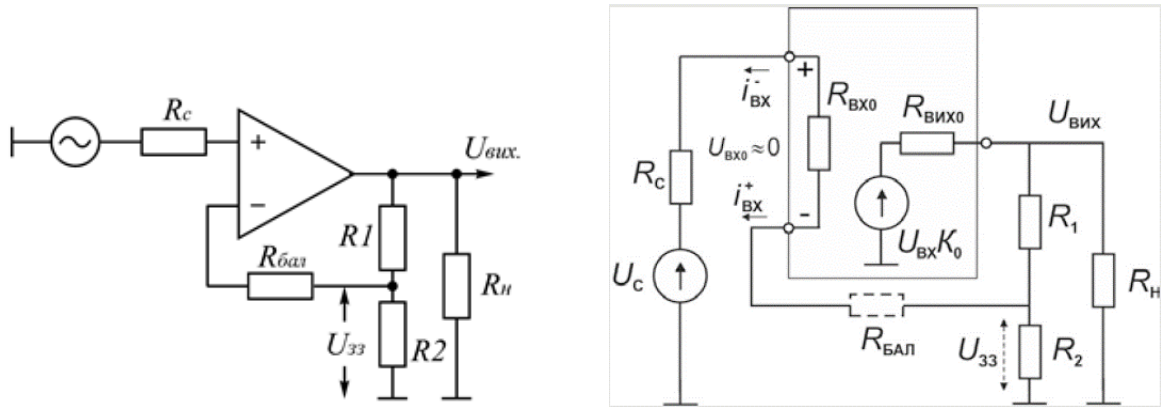


Рисунок 1.6.9 - Схема неінвертувального підсилювача побудованого на операційному підсилювачі

**Неінвертувальний підсилювач.** Схема неінвертувального підсилювача побудованого на ОП представлена на рис. 1.6.9. Тут застосовано послідовний ВЗЗ по напрузі. Напряга зворотного зв'язку  $U_{33}$ , знімається з нижнього плеча дільника – резистора  $R_2$ , який увімкнений у коло входу. Напряга  $U_{33}$  діє послідовно з напругою сигналу  $U_C$ , таким чином, що на вхід підсилювача надходить  $U_{\text{вх}} = U_C - U_{33}$ .

**Коефіцієнт підсилення напруги.** Напряга з виходу підсилювача подається на інвертувальний вхід підсилювача:

$$U_{33} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{вих}} = K_{33} U_{\text{вих}},$$

але, оскільки напруга між входами ОП близька до нуля, можна вважати, що

$$U_{33} = U_C:$$

$$U_C = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{вих}},$$

звідки коефіцієнт підсилення по напрузі:

$$K_U = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{С}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{1}{K_{33}},$$

$$\boxed{K_U = \frac{R_1}{R_2} + 1}.$$

Резистор  $R_{\text{БАЛ}} = R_{\text{С}} + R_1 \parallel R_2$  включається в схему для балансування по вхідних струмах, якщо опір джерела сигналу  $R_{\text{С}}$  великий.

**Вхідний опір.** Вхідний опір неінвертувального підсилювача:

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХдф}} (1 + K_{33} K_0) \approx R_{\text{ВХдф}} (K_0 / K_U)$$

**Вихідний опір.** Вихідний опір малий:

$$R_{\text{ВИХ}} = \frac{R_{\text{ВИХ0}}}{1 + K_{33} K_0}$$

## 1.7. Логарифмічні операції на операційних підсилювачах

Логарифматором називається пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна логарифму вхідної напруги. Для отримання логарифмічної характеристики у коло негативного зворотного зв'язку операційного підсилювача необхідно включити елемент, який має логарифмічну вольт-амперну характеристику (ВАХ). Таким елементом є напівпровідниковий р-п-перехід. Відомо, що прямі струми і напруги напівпровідникового діода зв'язані наступним співвідношенням

$$I_{\text{д}} \approx I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{д}}}{\phi_{\text{т}}}\right)$$

де  $I_0$  – зворотний струм діода;  $\phi_{\text{т}}$  – температурний потенціал ( $\phi_{\text{т}} = 26$  мВ при температурі  $T = 300$  К).

Аналогічно можна записати вираз для колекторного струму біполярного транзистора, включеного із спільною базою,

$$I_{\text{к}} \approx I_{\text{еб0}} \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{еб}}}{\phi_{\text{т}}}\right)$$

де  $I_{\text{еб0}}$  – зворотний струм емітерного переходу.

Вирази, що визначають струм діода і колекторний струм транзистора, ідентичні. Тому все, що стосується струму  $I_{\text{д}}$ , може бути застосовано і до струму колектора  $I_{\text{к}}$ . Схеми логарифматорів показано на рис. 1.7.1.

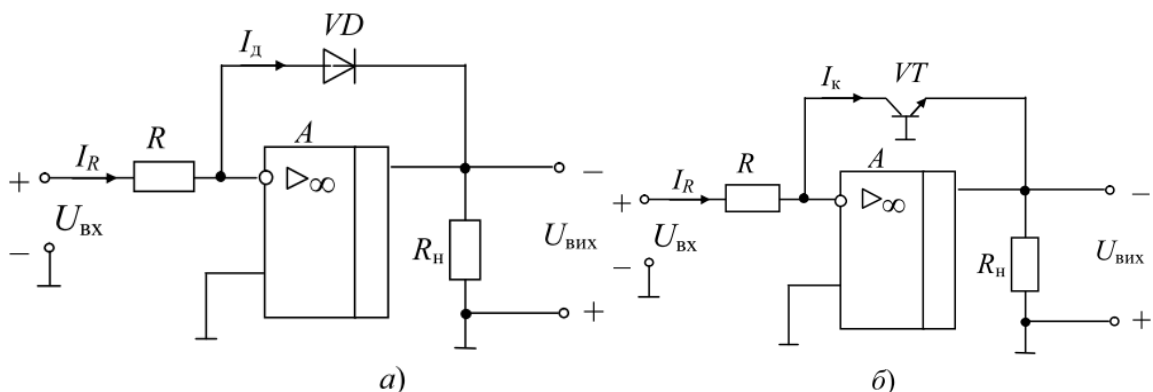


Рис.1.7.1 Схеми логарифматорів з діодом а) та транзистором б)

Проаналізуємо роботу схеми рис. 1.7.1,а, знайдемо взаємозв'язок між вхідною і вихідною напругами. ОП вважаємо ідеальним, тобто виконуються рівності:

$$I_R = I_d, U_d = U_{\text{вих}}.$$

Знайдемо струми

$$I_R = \frac{U_{\text{вх}}}{R}, \quad I_d = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{вих}}}{\varphi_T}\right)$$

звідси можна записати

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R} = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{вих}}}{\varphi_T}\right) \quad (1.7.1)$$

Прологарифмуємо вираз (1.7.1)

$$\ln \frac{U_{\text{вх}}}{R} = \ln I_0 + \frac{U_{\text{вих}}}{\varphi_T} \quad (1.7.2)$$

З виразу (1.7.2) знайдемо вихідну напругу

$$U_{\text{вих}} = \varphi_T \ln\left(\frac{U_{\text{вх}}}{I_0 R}\right)$$

отже, вихідна напруга пропорційна логарифму вхідної напруги.

Слід зазначити, що логарифматор має вихідну напругу лише однієї полярності, яка визначається напрямом включення діода.

Схема рис. 1.7.1,а (як і схема рис. 1.7.1,б) має негативну вихідну напругу при позитивній вхідній. Якщо змінити полярність діода VD, то вихідна напруга буде позитивною при негативній вхідній. Для логарифмування двополярного вхідного сигналу необхідно використовувати у колі зворотного зв'язку два діоди, що включені назустріч один одному. Але у всякому випадку вихідна напруга буде у протифазі вхідній. Схему двохполярного логарифматора наведено на рис. 1.7.2.



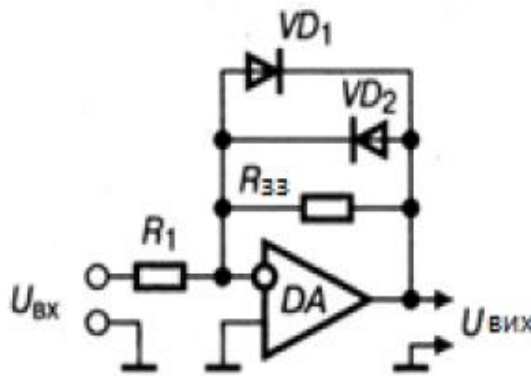


Рисунок 1.7.2 – Схема двополярного логарифматора

Амплітудна характеристика логарифматора показана на рис. 1.7.3, з якої видно, що логарифматор підкреслює малі сигнали і стискає великі.

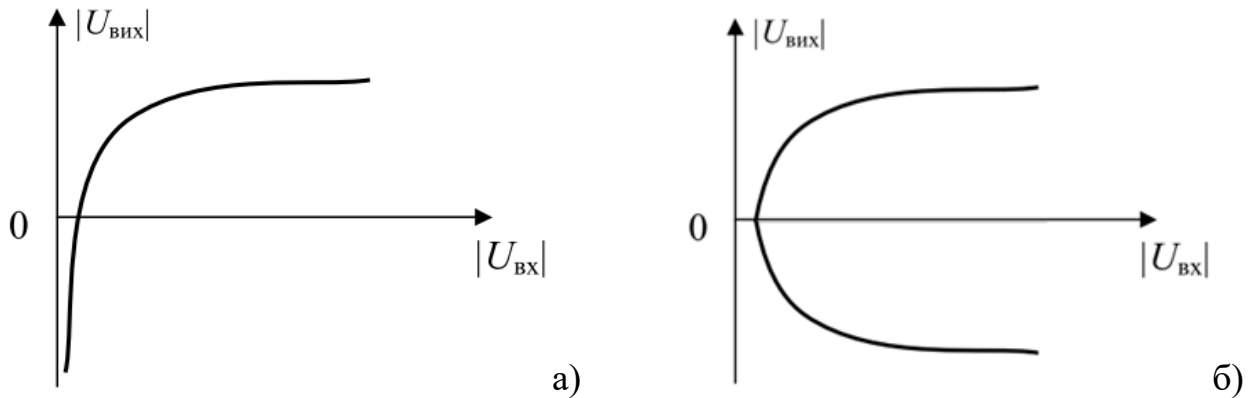


Рисунок 1.7.3 – Амплітудна характеристика логарифматора а) – однополярного, б) – двополярного

Логарифмічні підсилювачі знаходять застосування в таких видах обчислень, як множення і ділення сигналів, обчислення потужностей і коренів. Використовуються для стиснення і декомпресії сигналів, а також в управлінні процесами в промислових додатках.

## 1.8 Ключі на польових транзисторах

В польовому транзисторі провідністю каналу керує електричне поле, створене прикладеною до затвору напругою. В даному випадку незміщених *p-n* переходів, тому найбільш важливою характеристик польових транзисторів є відсутність струму затвора, як наслідок маємо високий вхідний опір (до  $10^{14}$  Ом і більше). Це суттєво спрощує проектування схем. Дуже вдале використання ПТ в схемах аналогових перемикачів та підсилювачів з великим вхідним опором. Самі по собі або в комбінаціях з біполярним транзистором ПТ чудово реалізується в інтегральних схемах. Транзисторні ключі на ПТ широко використовуються у цифровій техніці. Їх суттєвими перевагами перед ключами на біполярних транзисторах є:

- мала залишкова напруга на відкритому ключі;
- мала потужність, споживана від джерела керуючої напруги (сигналу);
- високий ККД при використанні в одному ключі комплементарної пари;
- хороша електрична розв'язка між вхідними і вихідними колами;
- висока технологічність при виконанні мікросхем.

У ключах використовують МОН ПТ з індукованим каналом. Як правило, використовують три різновиди МОН-транзисторних ключів: ключи з резистивним навантаженням; ключі з динамічним навантаженням; ключі на комплементарних транзисторах.

### 1.8.1 МОН-транзисторні ключи з резистивним навантаженням

На рисунку 1.8.1 наведені схеми найпростіших ключів з резистивним навантаженням на *n*-канальному МОН-транзисторі та на *p*-канальному МОН-транзисторі, увімкнених за схемами зі спільним витоком і лінійним стоковим навантаженням. Схеми подібні і різняться лише полярністю керуючих сигналів і полярністю джерела живлення.

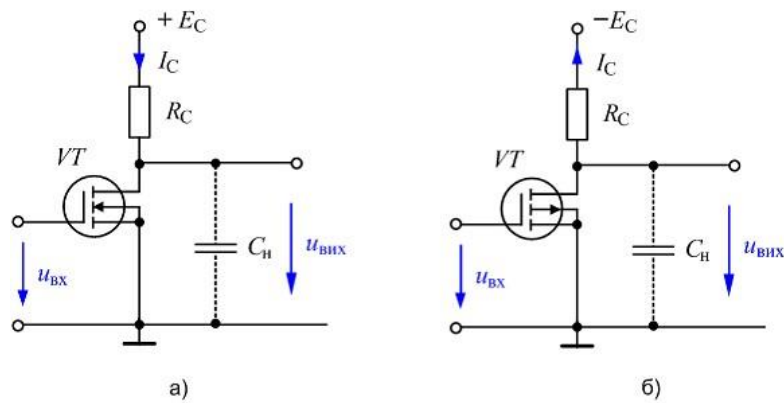


Рисунок 1.8.1 – Ключі з резистивним навантаженням на МОН-транзисторах з індукованим каналом: на *n*-канальному транзисторі (а) і на *p*-канальному транзисторі (б)

Проаналізуємо статичні режими роботи ключа на *n*-канальному МОН-транзисторі (рис. 1.8.1,а)), скориставшись стоковими характеристиками транзистора і побудованою лінією навантаження за постійним струмом згідно до контурного рівняння для стокового кола (рис. 1.8.2,а)):

$$u_{CB} = E_C - i_C R_C. \quad (1.8.1)$$

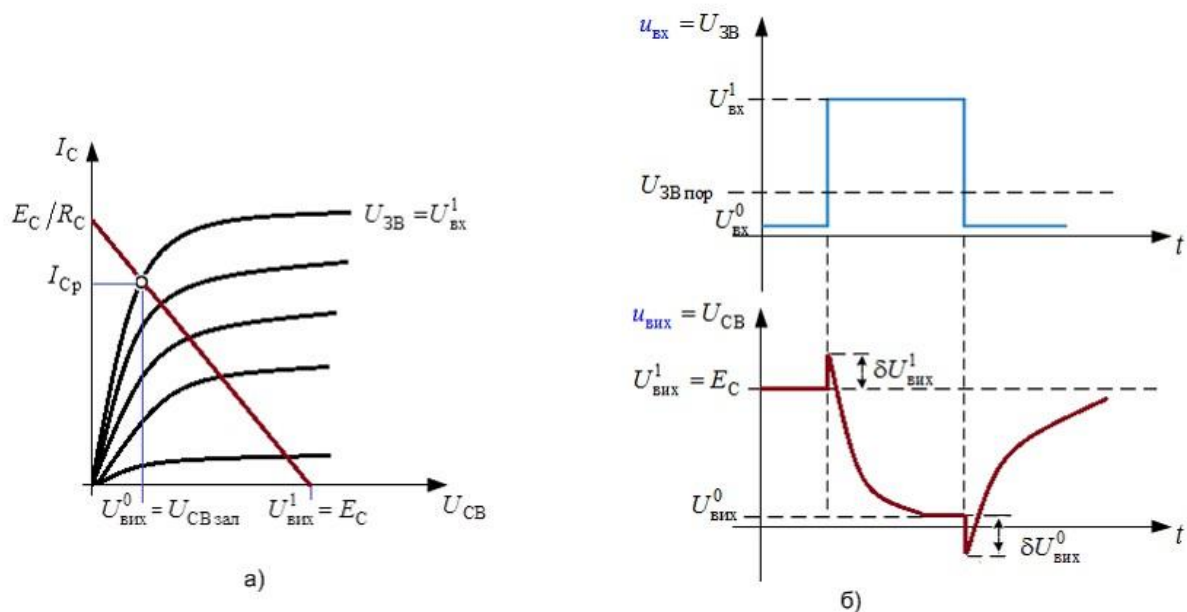


Рис. 1.8.2. Вихідна динамічна характеристика ключа (а), часові діаграми вхідного керуючого сигналу і вихідного сигналу (б)

Якщо на затворі діє сигнал низького рівня  $U_{ВХ}^0 = U_{3B} < U_{3B\text{пор}}$ , то МОН-транзистор знаходиться у режимі відсічки, провідного каналу немає і струм у

колі навантаження визначається дуже малими струмами витоку порядку  $10^{-9}$  –  $10^{-12}$  А. Згідно з рівнянням (1.8.1) вихідний сигнал має високий рівень:

$$U_{\text{вих}}^1 = u_{\text{CB}} = E_{\text{C}} - I_{\text{вит}} R_{\text{C}} \cong E_{\text{C}}.$$

Енергоспоживання від джерела  $E_{\text{C}}$  у розімкненого ключа відсутнє:

$$P_{\text{спож}}^1 = 0.$$

Якщо на затворі діє сигнал високого рівня  $U_{\text{вх}}^1 = U_{\text{ЗВ}} > U_{\text{ЗВпор}}$ , то в структурі МОН-транзистора індукуються провідний канал і через канал протікає струм стоку  $I_{\text{C}} = I_{\text{Cp}}$ , де  $I_{\text{Cp}}$  - сила струму в робочій точці відкритого транзистора і визначається точкою перетину лінії навантаження зі стоковою характеристикою транзистора

$$I_{\text{C}} = f(U_{\text{CB}})|_{U_{\text{ЗВ}}=U_{\text{вх}}^1}$$

(рис. 1.8.2,а)). Залежно від значень керуючого сигналу на затворі, напруги джерела живлення і опору робоча точка схеми потрапляє або в лінійну область, або в область насичення. На виході ключа встановлюється низький потенціал:

$$U_{\text{вих}}^0 = U_{\text{CBзал}} = E_{\text{C}} - I_{\text{Cp}} \cdot R_{\text{C}},$$

Відкритий транзистор тим ближчий до ідеального замкненого ключа, чим менший спад напруги  $U_{\text{CBзал}}$ . У реальних МОН-ключів залишкова напруга має значення 100 (мВ) і менше. Для зменшення  $U_{\text{CBзал}}$  потрібно збільшувати значення стокового резистора, тоді лінія навантаження опускається вниз і залишкова напруга зменшується.

Енергоспоживання від джерела живлення у режимі відкритого транзистора визначається при заданому живленні опором стокового резистора:

$$P_{\text{спож}}^0 = I_{\text{Ср}}^2 \cdot R_{\text{С}} \cong \frac{E_{\text{С}}^2}{R_{\text{С}}}.$$

Для уточнення процесів перемикання ключа потрібно проаналізувати перехідні процеси, які в ключах на польових транзисторах обумовлені переносом носіїв зарядів через канал певної довжини та перезарядженням міжелектродних ємностей транзистора (вхідної  $C_{\text{ЗВ}}$ , прохідної  $C_{\text{ЗС}}$ , вихідної  $C_{\text{ВС}}$ ), ємності навантаження  $C_{\text{Н}}$  і паразитної ємності монтажу  $C_{\text{М}}$ . На рис. 1.8.2,б) зображені часові діаграми ідеального вхідного керуючого сигналу  $U_{\text{ЗВ}}$  і вихідного сигналу  $U_{\text{СВ}}$  зі стрибками напруги в моменти початку дії фронтів керуючого сигналу. Такі стрибки напруги пояснюються передачею частини вхідного сигналу на вихід через ємнісний дільник напруги, який утворюють прохідна ємність  $C_{\text{ЗС}}$  і сумарна ємність  $C_0$ , що утворена вихідною ємністю  $C_{\text{ЗВ}}$ , ємностями навантаження  $C_{\text{Н}}$  і монтажу  $C_{\text{М}}$ .

Після надходження фронту вхідного імпульсу розпочинається розряд ємності  $C_0$  та перезарядження прохідної ємності  $C_{\text{ЗС}}$  через відкритий транзистор і стоковий резистор за експоненціальним законом зі сталою часу:

$$\tau_{\phi} = \frac{(C_{\text{ЗС}} + C_0)R_{\text{С}}}{\mu(E_{\text{С}} - U_{\text{ЗВпор}})R_{\text{С}} + 1}.$$

Тривалість фронту вихідного сигналу оцінюють за наступним виразом:

$$t_{\phi} \cong 3\tau_{\phi} \approx \frac{3(C_{\text{ЗС}} + C_0)}{\mu(E_{\text{С}} - U_{\text{ЗВпор}})}.$$

Стрибкоподібна зміна вхідного сигналу від рівня  $U_{\text{ВХ}}^1$  до рівня  $U_{\text{ВХ}}^0$  спричинює запирання транзистора, заряд еквівалентної ємності  $C_0$  і перезарядження прохідної ємності  $C_{\text{ЗС}}$ , що відбувається зі сталою часу  $\tau_{\text{сп}} = (C_{\text{ЗС}} + C_0)R_{\text{С}}$ . Отже, тривалість спаду вихідного імпульсу:

$$t_{\text{сп}} \cong 3\tau_{\text{сп}} \approx 3R_{\text{С}}(C_{\text{ЗС}} + C_0).$$

Під час замикання ключа заряд прохідної ємності  $C_{зс}$  здійснюється максимальним стоковим, а під час розмикання – мінімальним струмом, тому тривалість зрізу більша за тривалість фронту (рис. 8.2,б)).

Ключі з резистивним навантаженням використовуються у перетворювальній техніці, зокрема у підсилювачах класу D.

### 1.8.2 Ключі на МОН транзисторах з динамічним навантаженням

Схему МОН-ключа з динамічним навантаженням показано на рис. 1.8.3. Транзистор VT2 служить основним (активним) транзистором. Роль динамічного навантаження виконує транзистор VT1, в якого затвор з'єднаний зі стоком, тим самим, є двополюсником – резистором. Динамічне навантаження активного транзистора VT2 дорівнює диференціальному опору (вихідному опору  $R_d = \Delta U_{св}/I_c$ ) транзистора VT1, значення якого на прямолінійній ділянці вихідних ВАХ дорівнює десяткам кОм. Ключ з динамічним навантаженням дозволяє отримати більш низький рівень логічного нуля  $U^0$ , ніж схема рис. 1.8.1. Схема також реалізує операцію інверсії.

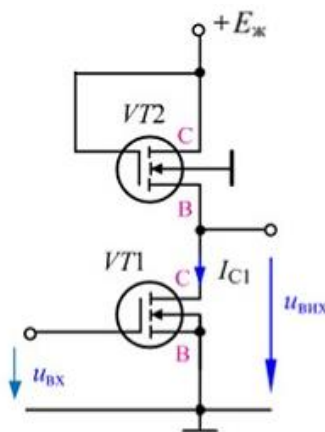


Рисунок 1.8.3 – Ключі на МОН транзисторах з динамічним навантаженням

При подачі на вхід ключа низького позитивного рівня логічного нуля ( $U_{вх} = U^0 = U_{зв2}$ ) основний транзистор VT1 закритий, тому що  $U_{зв2} = U^0 < U_{пор}$ . У цей час між затвором і витоком транзистора VT2 діє велика негативна напруга, що дорівнює  $U_{зв1} = U_{вх} - E_{ж} = U^0 - E_{ж}$ . Оскільки напруга  $E_{ж} \gg$

$U^0$ , напруга  $U_{зв2}$  має негативний знак, тому транзистор  $VT2$  з каналом р-типу відкритий.

Тому що основний транзистор  $VT1$  закритий, то вихідна напруга дорівнює високому рівню логічної одиниці  $U_{вих} = E_{ж} = U^1$ , при цьому струм стоку у спільному колі дорівнює нулю  $I_c=0$ . При подачі на вхід ключа високого позитивного рівня логічної одиниці ( $U_{вх} = U^1 = U_{зв2}$ ) основний транзистор  $VT1$  відкритий. При цьому напруга затвор-витік транзистора  $VT2$ , дорівнює  $U_{зв2} = U^1 - E_{ж}$  близька до нуля ( $U_{зв1} < U_{пор}$ ) тому що  $E_{ж} \approx U^1$ . Тому транзистор  $VT2$  закритий.

Оскільки основний транзистор  $VT1$  відкритий, то вихідна напруга дорівнює низькому рівню логічного нуля  $U_{вх} = U_{зал} = U^0$ . Тому що транзистор  $VT2$  закритий, то струм стоку у спільному колі дорівнює нулю  $I_c=0$ .

КМОН-ключ є інвертором, реалізує операцію інверсії.

Таким чином, у кожному з усталених станів один із транзисторів відкритий, другий – закритий, і ключ у стаціонарних станах практично не споживає струму. Струми у колах транзисторів виникають лише в короткі інтервали часу, в які ключ перемикається з одного стану в інший. КМОН-ключ споживає малу потужність, має високий ККД.

Поряд зі споживанням малої потужності КМОН-ключ має також і високу швидкодію, тому що ємності схеми швидко перезаряджаються через малий опір того з транзисторів, який на даний момент часу відкритий. Перевагою схеми порівняно з ключем з лінійним навантаженням є технологічність для інтегральної схемотехніки, недоліком залишається велике споживання енергії у відкритому стані транзистора.

### **1.8.3 Ключі на комплементарних МОН-транзисторах**

Усі недоліки ключової схеми з лінійним навантаженням усуваються в ключах на комплементарних МОН-транзисторах, які забезпечують високу швидкодію при малому енергоспоживанні. У комплементарних ключах в

якості навантаження використовують МОН-транзистор з іншим типом провідності каналу порівняно з перемикаючим транзистором.

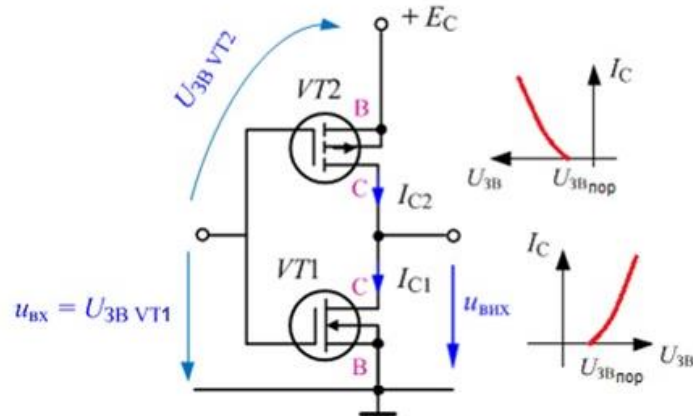


Рисунок 1.8.3 – Ключ на комплементарних МОН-транзисторах

У схемі на рис. 1.8.3 в якості навантаження *n*-канального транзистора VT1 використаний *p*-канальний VT2. Затвори транзисторів, що з'єднані між собою, – це вхід ключа; з'єднані між собою стоки транзисторів – вихід ключа. Два транзистори з каналами різних типів, що з'єднані затворами і стоками, у разі надходження цифрового сигналу керування працюють у різних режимах (один транзистор відкритий, інший – закритий). Звідси походить назва пари транзисторів з каналами різних типів, які з'єднані за симетричною схемою, – комплементарна пара (від англ. complementary – ті, що взаємно доповнюють один одного).

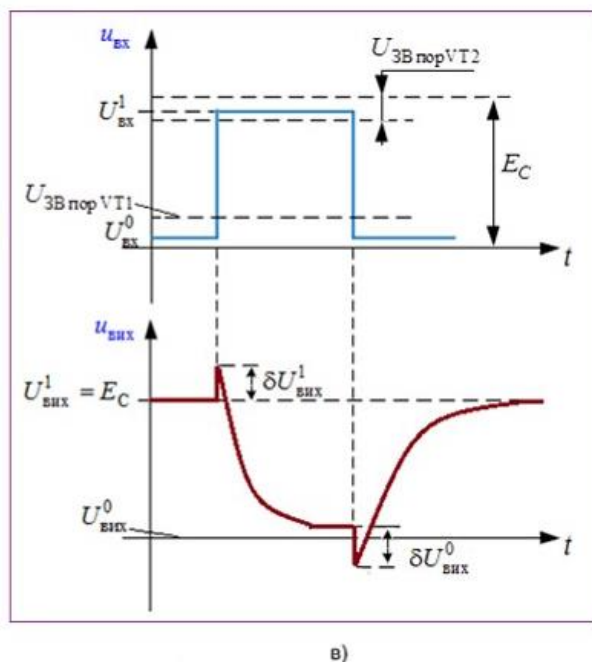
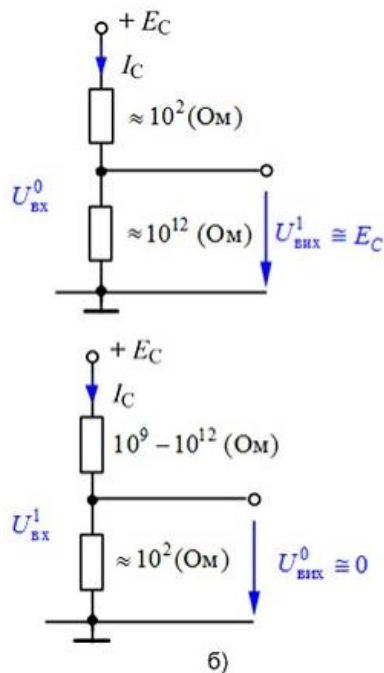




Рис. 1.8.4 еквівалентні розрахункові схеми для двох станів ключа (б); часові діаграми вхідного керуючого сигналу і вихідного сигналу (в)

Для схеми на рис. 1.8.4,а) за другим законом Кірхгофа справедливим є рівняння:

$$U_{3BVT1} - U_{3BVT2} = E_C.$$

Якщо на вхід ключа надходить керуючий сигнал низького рівня  $U_{вх}^0 < U_{3BпорVT1}$ , то транзистор VT1 знаходиться у режимі відсічки (провідний канал не створюється, опір транзистора  $10^9 - 10^{12}$  Ом. У разі вибору такого вхідного сигналу, що  $U_{вх}^0 - E_C = U_{3BVT2} < U_{3BпорVT2}$ , транзистор VT2 відкритий і створює невеликий опір для проходження стокового струму (рис. 1.8.4,б)). Вихідна напруга визначається як результат поділу напруги джерела живлення між двома опорами і на виході встановлюється високий рівень сигналу:

$$U_{вих}^1 \cong 0,999E_C$$

Від джерела живлення  $E_C$  споживається дуже малий струм:

$$I_C^1 \cong \frac{E_C}{100 + (10^9 - 10^{12})} \approx 10^{-8} - 10^{-11} \text{ (A)}. \quad (1.8.1)$$

Отже, енергоспоживання при дії на вході сигналу низького рівня майже відсутнє.

Якщо на вхід ключа надходить керуючий сигнал високого рівня  $U_{вх}^1 > U_{3BпорVT1} > E_C + U_{3BпорVT2}$ , причому  $E_C + U_{3BпорVT2} = E_C - |U_{3BпорVT2}|$ , то транзистор VT1 відкритий, а транзистор VT2 закритий. Вихідна напруга визначається як результат поділу напруги джерела живлення між двома опорами і на виході встановлюється низький рівень сигналу:

$$U_{вих}^0 \cong 0,0001E_C \approx 0.$$

Від джерела живлення  $E_C$  споживається такий самий малий струм, що визначається співвідношенням (1.8.1), як при надходженні керуючого сигналу низького рівня. Отже, енергоспоживання при дії на вході сигналу високого рівня також майже відсутнє.

Перехідні процеси у ключах на комплементарних МОН-транзисторах визначаються перезарядками міжелектродних ємностей транзисторів, ємностями навантаження  $C_H$  і монтажу  $C_M$ . Форма вихідного сигналу подібна до вихідного сигналу ключа з резистивним навантаженням (рис. 8.10,в), наявні синфазні завади у моменти надходження фронтів вхідного імпульсу, але формування фронту і зрізу вихідного імпульсу відбувається не за експоненціальним законом.

Такі переваги схеми як технологічність виготовлення, максимальне використання напруги живлення, можливість роботи у широкому діапазоні напруг живлення і мінімальне енергоспоживання обумовили використання ключових схем на комплементарних МОН-транзисторах у якості базових елементів інтегральних схем КМОН транзисторної логіки.

## Розділ 2. Лабораторні роботи

### Лабораторна робота №1

#### Дослідження частотних та імпульсних характеристик RC-кіл

**Мета:** дослідити роботу інтегруючих та диференціюючих RC-кіл.

**Завдання:** В програмі Multisim створити інтегруюче та диференціююче кола та дослідити їх амплітудно-частотну та фазово-частотну характеристики, а також реакцію на імпульсний сигнал.

#### Загальні відомості

##### *Інтегруюче RC-коло.*

Інтегруюче RC-коло використовують у цифровій схемотехніці для формування імпульсів і часових затримок, а також для фільтрації. При проходженні синусоїдального сигналу інтегруюче коло є фільтром нижніх частот. Схема інтегруючого RC-кола наведена на рис. 2.1.1.

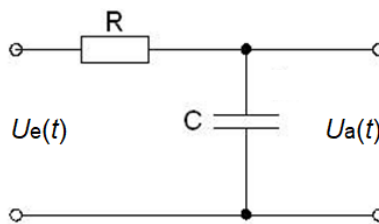


Рисунок 2.1.1 – Інтегруюче RC-коло

Вираз для напруги на виході інтегруючого RC-кола при подачі позитивного імпульсу напруги:

$$U_a(t) = U_r \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

де  $U_r$  – амплітуда імпульсу

В якості міри часу установки вихідної напруги прийнята постійна часу  $\tau$ . Вона показує інтервал часу, протягом якого процес досягає значення, що відрізняється від встановленого на  $1/e$  (частину величини стрибка напруги на вході). Постійна часу виражається як

$$\tau = RC.$$

### Диференціююче RC-коло.

Диференціююче RC-коло використовують для формування коротких експоненційних та прямокутних імпульсів. Також вони застосовуються в якості роздільників каскадів в імпульсних, звукових і високочастотних підсилювачах. Схема диференціюючого RC-кола наведена на рис. 2.1.2.

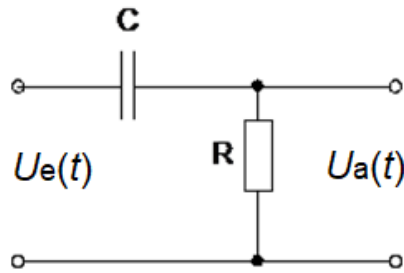


Рисунок 2.1.2 – Диференціююче RC-коло

Вираз для напруги на виході диференціюючого RC-кола при подачі позитивного імпульсу напруги:

$$U_a(t) = U_r e^{-\frac{t}{RC}}$$

де  $U_r$  – амплітуда імпульсу

Постійна часу, як і для інтегруючого кола, дорівнює  $\tau = RC$ . При проходженні синусоїдального сигналу диференціююче коло є фільтром верхніх частот.

### Порядок виконання роботи

1. Створити в програмі Multisim інтегруюче та диференціююче RC-кола згідно з рис. 2.1.3 та рис. 2.1.4. Номінали резисторів та конденсаторів взяти з таблиці 2.1.1.
2. Підключити віртуальні генератор прямокутних імпульсів та осцилограф. Зробити скрін-шоти схеми та осцилограми сигналів для кожної з ланок для трьох співвідношень довжини імпульсу та постійної часу  $\tau$  RC-кола:
  - $\tau = t_i$ ;
  - $\tau \gg t_i$ ;

- $\tau \ll t_i$ ;

Частоту генератора та довжину тестового імпульсу підібрати самостійно.  
Номінали резисторів та конденсаторів залишити для свого варіанту.

3. Підключити віртуальні генератор синусоїдальних сигналів та протер Боде згідно з рис. 2.1.5 та рис. 2.1.6 і зняти АЧХ та ФЧХ фільтру нижніх частот та фільтру верхніх частот. Зробити скрін-шот схеми та характеристик.

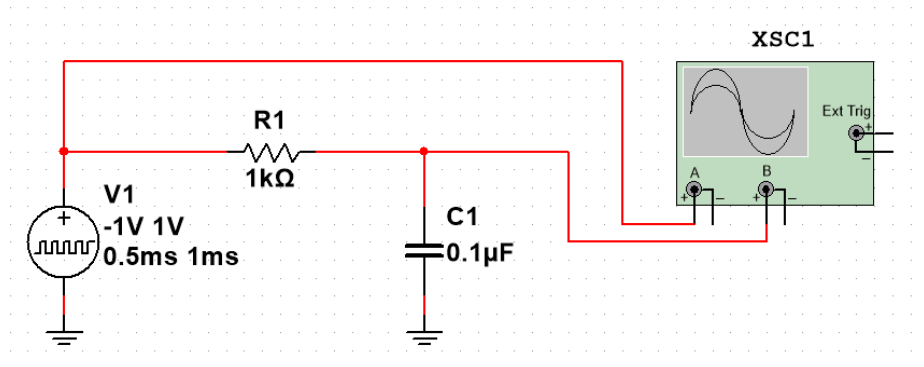


Рис. 2.1.3 Схема для дослідження інтегруючого кола

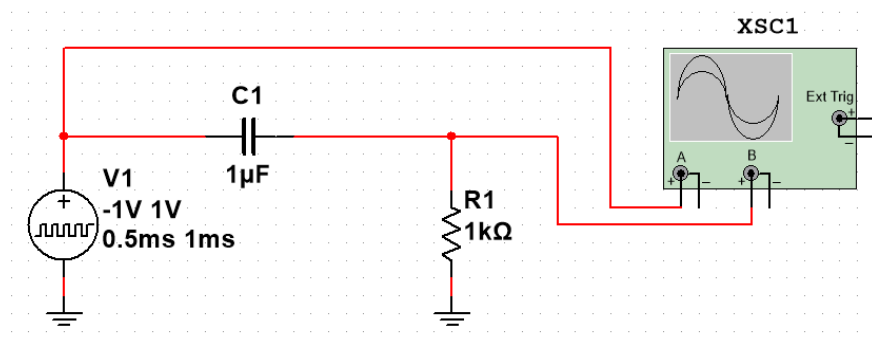


Рис. 2.1.4 Схема для диференціюючого кола

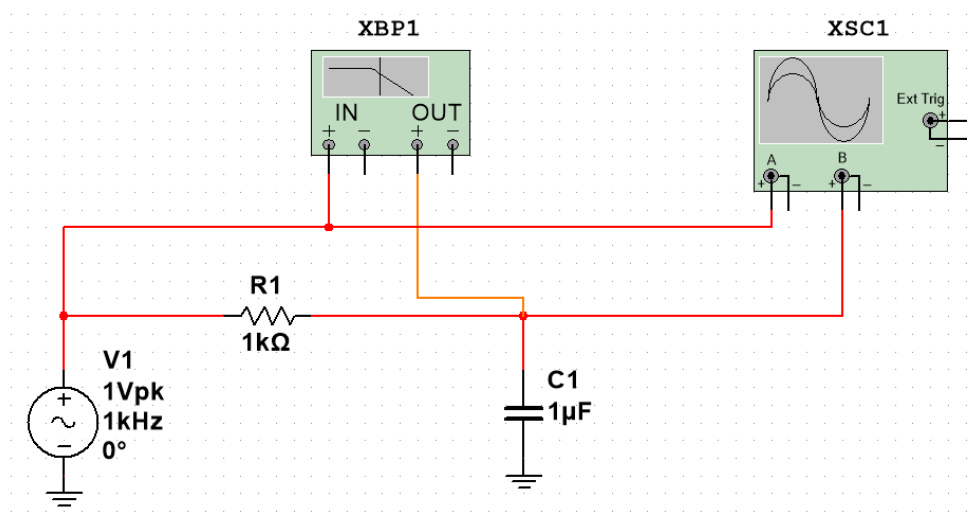


Рис. 2.1.5 Схема для дослідження ФНЧ

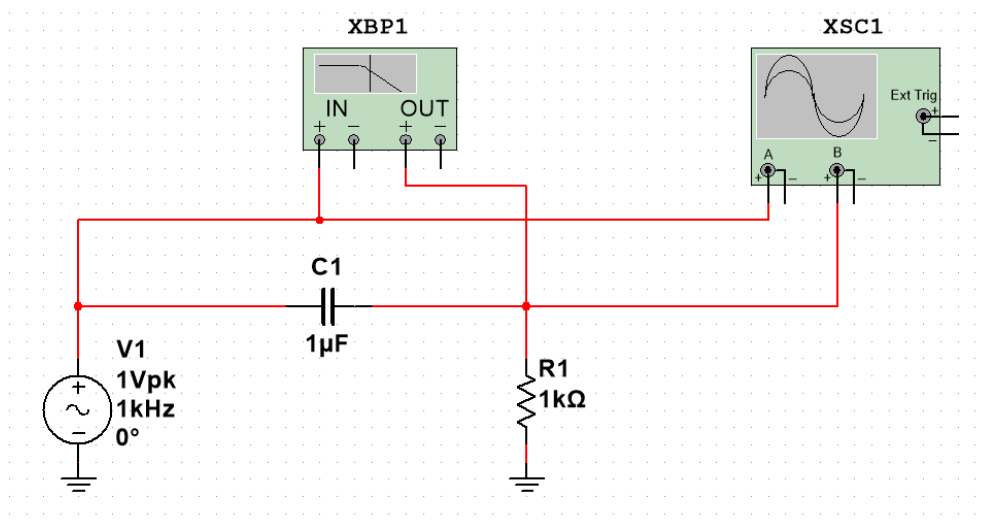


Рис. 2.1.6 Схема для дослідження ФВЧ

4. Пояснити отримані результати та зробити висновки.

**Таблиця 2.1.1.** Номінали резисторів, конденсаторів та параметри сигналів

№ варіанту	R - опір резистора, кОм	C – ємність конденсатора, мкФ
1	1	0,1
2	1,5	0,22
3	2	0,33
4	2,4	0,47
5	3	1
6	3,6	2,2

**Підготувати** звіт згідно ДСТУ 3008-95 (висновки, перелік посилань).

### Контрольні питання

1. Робота та призначення диференціюючого кола?
2. Робота та призначення інтегруючого кола?
3. Що таке постійна часу RC-кола?
4. Призначення фільтру нижніх частот?
5. Призначення фільтру верхніх частот?
6. Що таке частота зрізу фільтра?

## Лабораторна робота №2

**Підсилювальні каскади на біполярних транзисторах. Завдання режимів роботи біполярних транзисторів за постійним струмом.**

**Мета:** дослідити роботу біполярних транзисторів, включених за схемою з загальним емітером (ЗЕ).

**Завдання:** В програмі Multisim створити схему з ЗЕ та розрахувати режими її роботи згідно з варіантом завдання, наведеним у таблиці 2.2.1.

### Загальні відомості

Схему підсилювального каскаду за схемою з загальним емітером наведено на рис. 2.2.1.

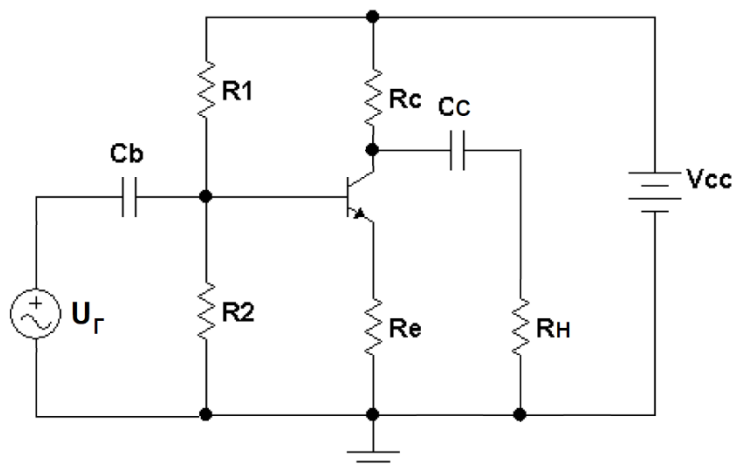


Рис. 2.2.1 Підсилювальний каскад з загальним емітером

Елементи схеми можна розрахувати наступним чином:

1. Коефіцієнт підсилення каскаду

$$Gain = U_H / U_G \quad \text{з іншого боку} \quad Gain = - R_C / R_E$$

2. Номінал колекторного резистора та значення напруги на ньому:

$$R_C = R_H / 10, \quad V_{RC} = 1/3 V_{CC}$$

3. Напруга між базою транзистора і «землею» (напруга на резисторі R2):

$$U_{R2} = I_C R_E + 0.7$$

4. Вхідний опір каскаду  $R_B$  можна виразити як

$$R_B = R1 \parallel R2$$

5. Вхідний опір  $R_B$  пов'язаний з опором емітерного резистора співвідношенням:

$$R_B = 0.1(1 + \beta)R_e$$

6. Номінали резисторів  $R_1$  та  $R_2$  пов'язані співвідношенням:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_{R_2}}{V_{CC}}$$

7. Розрахувати номінали роздільних конденсаторів  $C_b$  та  $C_c$  за формулою:

$$C = \frac{1}{2\pi f_H R}$$

### Хід виконання роботи

1. Створити в програмі Multisim схему з 3Е згідно з рисунком 2.2.2.

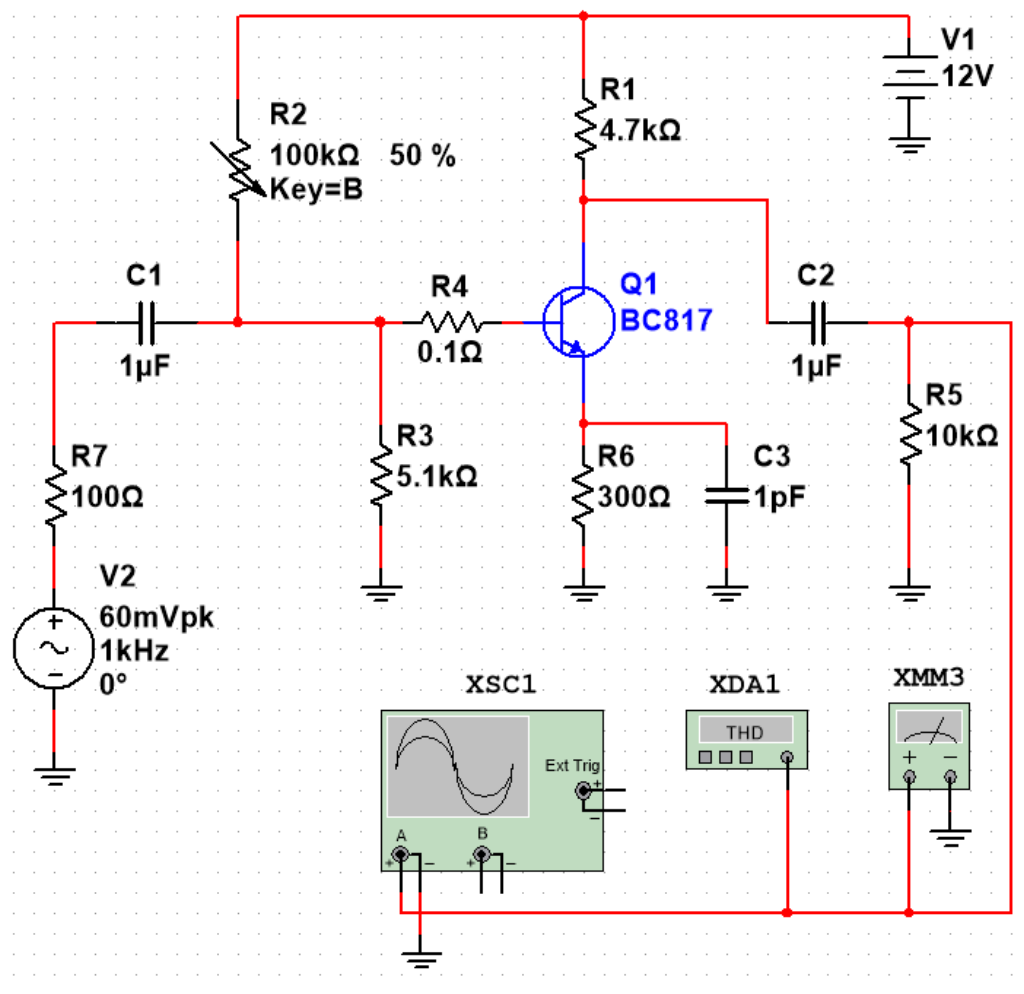


Рис. 2.2.2 – Схема дослідження каскаду зі спільним емітером

Розрахувати згідно з початковими даними з таблиці 1 параметри резисторів  $R_c$ ,  $R_e$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  та роздільних конденсаторів  $C_b$  та  $C_c$ .



2. Підключити на вхід схеми віртуальний генератор синусоїдальних сигналів, до навантаження підключити осцилограф, вольтметр змінного струму та аналізатор спотворень.
3. Підбираючи номінал резистора R1 налаштувати робочу точку каскаду з ЗЕ, щоб отримати параметри, зазначені в табл. 2.2.1 при мінімальному коефіцієнту спотворень  $K_{\Gamma}$ .
4. Пояснити отримані результати та зробити висновки.

**Таблиця 2.2.1.** Параметри для розрахунку каскаду за варіантами.

Варіант	Транзистор	$R_H$ , кОм	$U_H$ , В	$U_{\Gamma}$ , мВ	$f_H$ , Гц	$V_{cc}$ , В
1	BC337	10	0.5	5	20	5
2	BC817	15	1	10	40	7
3	BC847	22	1.5	15	60	9
4	C945	30	2	20	80	12
5	2SC2412	36	2.5	25	100	15
6	2N2222	47	3	30	120	18

**Підготувати** звіт згідно ДСТУ 3008-95.

#### **Контрольні питання**

1. Як забезпечується режим роботи транзистора за постійним струмом?
2. Навіщо використовуються конденсатори C1 та C2?
3. Як зменшити нелінійні спотворення сигналів у підсилювачі з СЕ?
4. Від чого залежить коефіцієнт підсилення каскаду на низьких частотах?
5. Призначення кола R6C3?

## Лабораторна робота №3

### *Підсилювальні каскади на польових транзисторах.*

**Мета:** дослідити роботу польових транзисторів, включених за схемою з загальним витоком (ЗВ).

**Завдання:** В програмі Multisim створити схему з ЗВ згідно з варіантом завдання, наведеним у таблиці 2.3.1. Розрахувати коефіцієнт підсилення каскаду за формулою та порівняти його з розрахованим за результатами моделювання. Дослідити залежність коефіцієнту нелінійних спотворень від струму стоку.

#### Загальні відомості

Схему підсилювального каскаду з включенням із загальним витоком наведено на рис. 2.3.1.

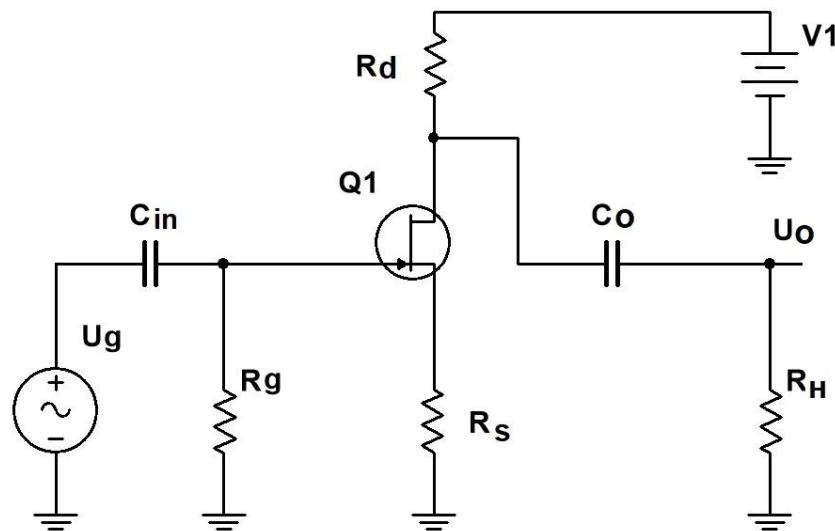


Рис. 2.3.1 Підсилювальний каскад з загальним витоком

Нижче наведено короткий опис елементів схеми.  $U_g$  –джерело сигналу.  $C_{in}$  – вхідний розділюючий конденсатор.  $R_g$  –вхідний резистор і одночасно елемент кола зміщення за постійним струмом.  $R_s$  – резистор створює негативний зворотній зв'язок і одночасно задає падіння напруги. Резистор  $R_s$  утворює коло автоматичного зміщення, яке задає режим спокою класу А шляхом подачі напруги зміщення до затвору транзистора Q1 через резистор

$R_g$ . Q1 – польовий транзистор з каналом n-типу.  $R_d$  – навантаження каскаду за постійним струмом. Ці елементи утворюють вихідне коло каскаду, де власне і відбувається підсилення сигналу.  $C_o$  – вхідний розділюючий конденсатор.  $R_H$  – резистор навантаження.

Коефіцієнт підсилення каскаду за змінним струмом можна розрахувати за формулою:

$$K = - \frac{Y_{fs}(R_d || R_H)}{1 + Y_{fs}R_S} \quad (1)$$

де  $Y_{fs}$  – крутизна передавальної характеристики (англ. Forward transfer admittance або Transfer admittance)

Розрахувати номінали роздільних конденсаторів  $C_{in}$  та  $C_o$  можна за формулою:

$$C = \frac{1}{2\pi f_H R}$$

### Хід виконання роботи

1. Створити в програмі Multisim модель з ЗВ згідно з рис. 2.3.2. Діюче значення напруги генератора складає 50 мВ. Опір резистора  $R_g$  взяти рівним 1 МОм, опір резистора навантаження  $R_H$  - 20 кОм. Всі інші параметри взяти з таблиці 2.3.1 згідно свого варіанту. Обчислити номінали роздільних конденсаторів  $C_{in}$  та  $C_o$ .
2. Розрахувати згідно з початковими даними коефіцієнт підсилення каскаду за формулою (1), для чого знайти в Інтернеті документацію на заданий транзистор та вибрати з таблиці параметр  $Y_{fs}$  – крутизну передавальної характеристики (Forward transfer admittance або Transfer admittance).

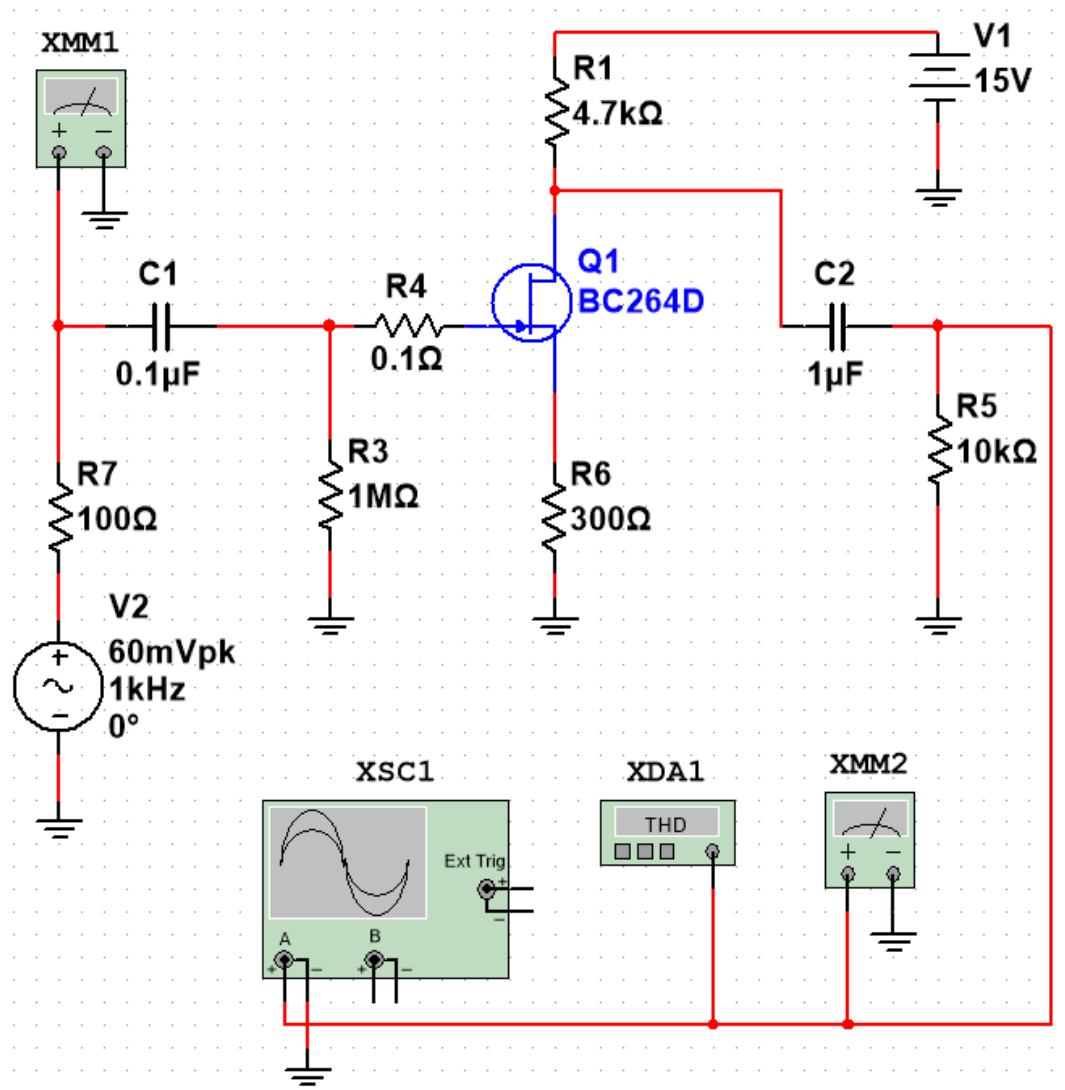


Рис. 2.3.2. Модель каскаду з ЗВ в програмі Multisim

3. Підключити на вхід каскаду віртуальний генератор синусоїдальних сигналів та вольтметр змінного струму. До навантаження підключити осцилограф, вольтметр змінного струму та аналізатор нелінійних спотворень.
4. Розрахувати коефіцієнт підсилення змодельованої схеми використовуючи показники вольтметрів змінного струму на вході та виході за формулою:

$$K_m = -\frac{U_o}{U_g}$$

5. Порівняти коефіцієнти підсилення, отримані різними шляхами.
6. Оцінити вплив резистора  $R_s$  на коефіцієнт нелінійних спотворень  $K_{\Gamma}$ , змінюючи його номінал у межах  $(0,2-5)R_s$ .

7. Пояснити отримані результати та зробити висновки.

**Таблиця 2.3.1.** Параметри для розрахунку каскаду за варіантами.

Варіант	Транзистор	$R_d$ , кОм	$R_s$ , Ом	$f_H$ , Гц	$V_1$ , В
1	2SK364	3,3	220	20	10
2	BC264A	3,9	270	40	12
3	BC264B	4,3	330	60	15
4	BC264C	5,1	390	80	18
5	BC264D	6,2	470	100	20
6	BF851B	7,5	560	120	12

**Підготувати** звіт згідно ДСТУ 3008-95.

### **Контрольні питання**

1. Як забезпечується режим роботи польового транзистора з каналом n- або p-типу за постійним струмом?
2. Які функції виконує резистор  $R_3$ ?
3. Як впливає на роботу каскаду резистор  $R_7$ ?
4. Як конденсатори  $C_1$  та  $C_2$  впливають на роботу підсилювача?
5. Як впливає на роботу каскаду резистор  $R_6$ ?
6. Чим визначається вхідний опір каскаду з загальним витоком?

## Лабораторна робота №4

### *Двотактні підсилювачі потужності класу В та АВ*

**Мета:** дослідити роботу комплементарних підсилювальних каскадів що працюють в режимі класу В та АВ.

**Завдання:** В програмі Multisim створити схему двотактного підсилювача потужності та розрахувати режими її роботи згідно з варіантом завдання, наведеним у таблиці 2.4.1.

### Загальні відомості

Підсилювач потужності призначений для передачі в навантаження заданої потужності, тобто є вихідним підсилювачем.

Вихідні підсилювачі потужності можуть працювати в режимах підсилення класів А, В, АВ. При необхідності одержання мінімальних нелінійних спотворень застосовують режим підсилення класу А, але при цьому коефіцієнт корисної дії каскаду менший 0,5. Вищий коефіцієнт корисної дії (ККД) в підсилювачах потужності забезпечує режим підсилення класу В, коли підсилювач є двотактний і окремо підсилюється позитивна і негативна півхвиля сигналу. Струм протікає через транзистор тільки при наявності сигналу. У цьому випадку значення  $\eta$  може досягати значення 0.785. Однак зростають нелінійні спотворення типу «сходінка», коли транзистори проводять струм менше половини періоду.

На практиці використовується підсилення класу АВ, коли через вихідні транзистори протікає початковий струм, щоб прибрати спотворення типу «сходінка». У режимі АВ ККД менший, ніж у режимі класу В, але більший, ніж у режимі класу А. при роботі у режимі класу АВ нелінійні спотворення менші ніж в режимі класу В, але дещо більші ніж в режимі класу А. Схему двотактного підсилювача потужності наведено на рис. 2.4.1.

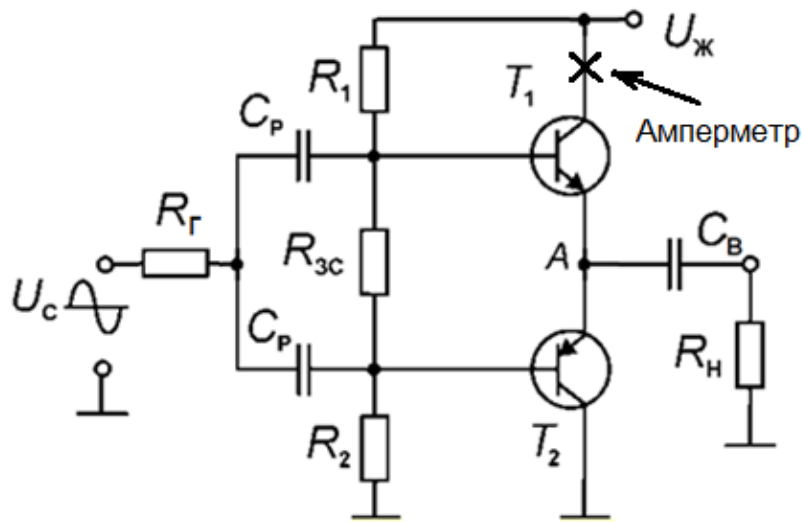


Рис. 2.4.1 Підсилювальний каскад на компліментарних транзисторах

Напругу живлення та номінали елементів  $R_{3c}$ ,  $C_p$  та  $C_b$  схеми можна розрахувати наступним чином:

8. Діюче значення напруги на опорі навантаження

$$U_H = \sqrt{P_H \cdot R_H}$$

9. Амплітудне значення напруги на опорі навантаження:

$$U_{Hm} = U_H \cdot \sqrt{2}$$

10. Напруга живлення:

$$U_{\text{ж}} = (U_{Hm} + V_{CE(sat)}) \cdot 2$$

де напруга насичення транзистора  $V_{CE(sat)}$  береться з довідника.

11. Струм резистора  $R_1$  знаходиться як:

$$I_{R1} = \left( \frac{U_{\text{ж}}}{2} - 0,7 \right) / R_1$$

12. Падіння напруги на резисторі  $R_{3c}$  складає 1,4 В тому опір становить:

$$R_{3c} = \frac{1,4}{I_{R1}}$$

13. Номінали роздільних конденсаторів розраховуються за формулою:

$$C = \frac{1}{2\pi f_H R}$$

### Хід виконання роботи

1. Створити в програмі Multisim модель підсилювального каскаду на компліментарних транзисторах, наведену на рис.2.4.2. Розрахувати згідно з початковими даними з таблиці 2.4.1 напругу живлення підсилювача, напругу вхідного сигналу, номінали резистора  $R_{zc}$  та роздільних конденсаторів  $C_p$  та  $C_v$ . Початковий номінал резистора  $R_T$  становить 1 Ом.

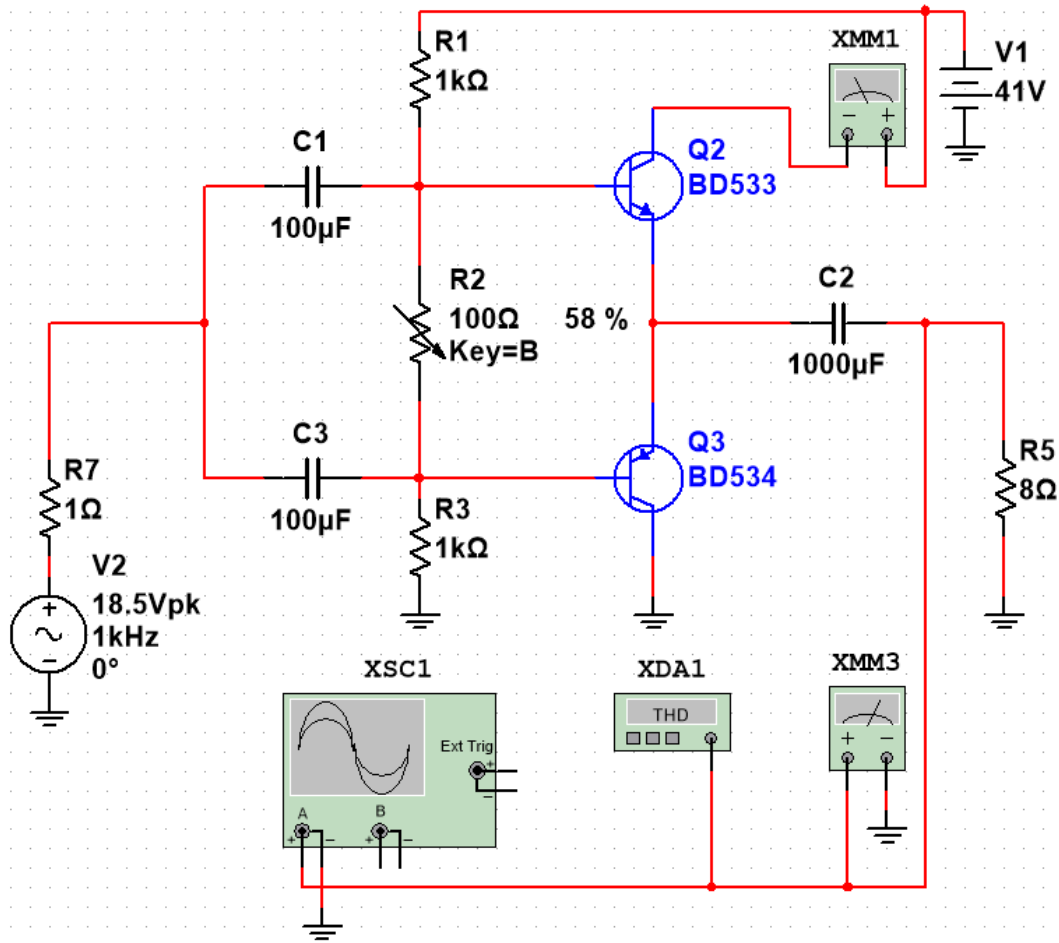


Рис.2.4.2 Модель підсилювального каскаду на компліментарних транзисторах в програмі Multisim

2. Підключити на вхід схеми віртуальний генератор синусоїдальних сигналів, до навантаження підключити осцилограф, вольтметр змінного струму та аналізатор спотворень. У колекторне коло транзистору  $T_1$  включити амперметр постійного струму.
3. Встановити номінал резистора  $R_{zc}$  рівним 1 Ом та напругу на виході генератора 1 В. Оцінити форму сигналу на резисторі навантаження та



зафіксувати коефіцієнт нелінійних спотворень та колекторний струм транзистора  $T_1$ .

4. Встановити номінал резистора  $R_{зс}$  рівним розрахованому та напругу на виході генератора відповідною номінальній потужності. Виміряти коефіцієнт нелінійних спотворень та колекторний струм транзистора  $T_1$ . Підбираючи номінал резистора  $R_{зс}$  добитися найменшого коефіцієнту нелінійних спотворень
5. Пояснити отримані результати та зробити висновки.

**Таблиця 2.4.1.** Параметри для розрахунку каскаду за варіантами.

Варіант	Транзистори	$R_1, R_2$ , кОм	$R_H$ , Ом	$P_H$ , Вт	$f_H$ , Гц
1	BD533, BD534	1	4	20	20
2	TIP41A, TIP42A	1,5	6	24	40
3	BD241B, BD242B	2	8	30	60
4	BD535, BD536	2,2	4	22	80
5	TIP41B, TIP42B	3	6	26	100
6	BD801, BD802	3,3	8	28	120

**Підготувати** звіт згідно ДСТУ 3008-95.

#### **Контрольні питання**

1. Які причини виникнення спотворень типу «сходінка» в двотактному підсилювачі?
2. Яким чином забезпечується режим роботи АВ двотактного підсилювача?
3. Які забезпечується початковий струм двотактного підсилювача?
4. Що таке комплементарні транзистори і чому вони використовуються?
5. Які функції виконують конденсатори  $C_1$  та  $C_3$ ?
6. Які функції виконує конденсатор  $C_2$ ?

## Лабораторна робота №5

### Дослідження диференційного підсилювача

**Мета:** дослідити роботу диференційного підсилювача та розрахувати його основні коефіцієнти.

**Завдання:** В програмі Multisim створити схему диференційного підсилювача згідно з варіантом завдання, наведеним у таблиці 1 та дослідити режими його роботи.

#### Загальні відомості

Схему диференційного підсилювача потужності наведено на рис. 2.5.1.

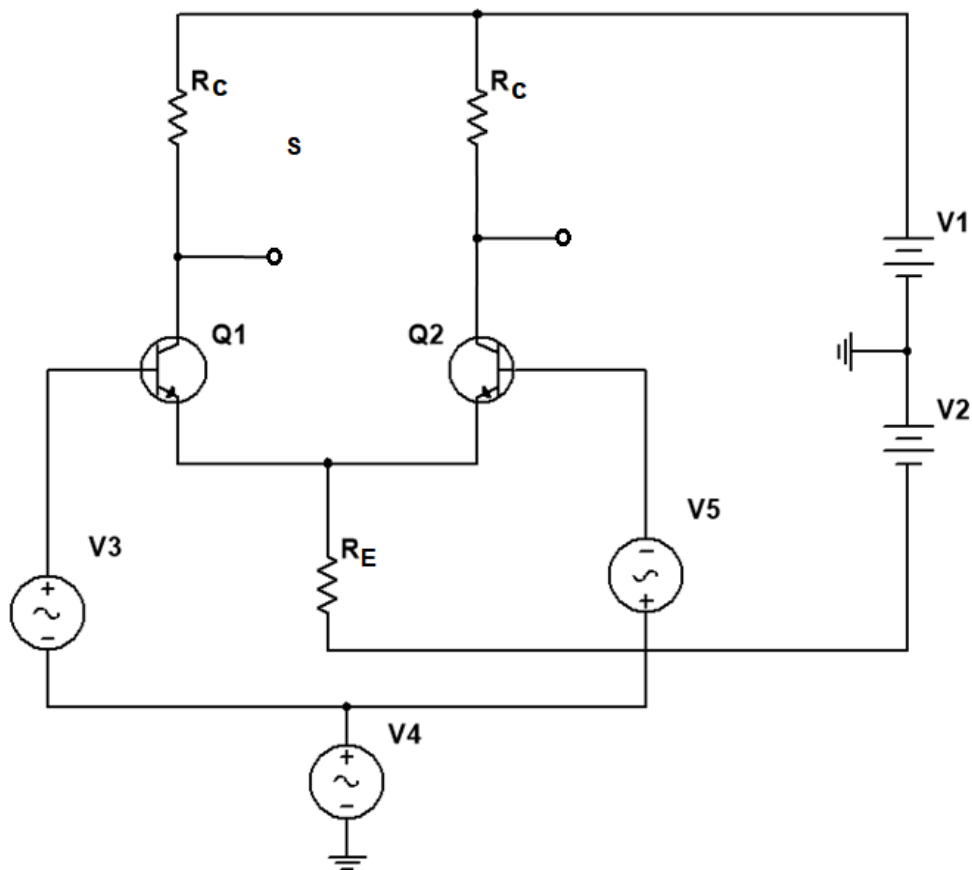


Рис. 2.5.1. Диференційний підсилювач

Напруга живлення та номінали елементів  $R_E$ ,  $R_C$  та номінали вхідних резисторів для кожного з варіантів наведені в таблиці 2.5.1. Формули для розрахунку коефіцієнтів наведено нижче.

14. Коефіцієнт підсилення синфазного сигналу:

$$A_c = \frac{h_{fe} R_C}{h_{ie} + R_{Th} + 2 h_{fe} R_E} = \frac{R_C}{2 R_E}$$

15. Коефіцієнт підсилення диференціального сигналу:

$$A_d = h_{fe} R_C / 2 (R_{Th} + h_{ie})$$

де

$$h_{ie} = 0,03 h_{fe} / I_E$$

$$I_E = (V_2 - 0.7) / R_E$$

$$R_{Th} = h_{ie}$$

16. Коефіцієнт послаблення синфазного сигналу:

$$K_{OCC} = \frac{A_d}{A_c} \approx \frac{h_{fe} R_C}{2 (R_{Th} + h_{ie})} / \frac{R_C}{2 R_E} \approx \frac{h_{fe} R_E}{(R_{Th} + h_{ie})}$$

### Хід виконання роботи

1. Створити в програмі Multisim модель диференціального підсилювача згідно з рис.2.5.2. та початковими даними з таблиці 1 з підключеними на входи схеми віртуальними генераторами диференціальних та синфазного синусоїдальних сигналів.
2. У колекторні кола до резисторів навантаження підключити осцилограф, вольтметр змінного струму та постійного струму.
3. Виміряти коефіцієнт підсилення синфазного сигналу. Для чого встановити напругу на виході джерел V3 та V5 рівною 0 мВ. А на виході джерела напруги V4 рівною 200 мВ. Поміряти амплітуду сигналу на резисторі навантаження  $R_{K1}$  та розрахувати коефіцієнт підсилення синфазного сигналу за формулою

$$A_c = \Delta v_{\text{вых}} / \Delta v_{\text{см}},$$

де  $\Delta v_{\text{вых}}$  напруга на резисторі  $R_{K1}$ .

4. Виміряти коефіцієнт підсилення диференціального сигналу. Для чого встановити напругу на виході джерел V3 та V5 рівною 20 мВ. А на виході

джерела напруги V4 рівною 0 мВ. Поміряти амплітуду сигналу на резисторі навантаження RK1 та розрахувати коефіцієнт підсилення синфазного сигналу за формулою

$$A_d = \Delta v_{\text{ВЫХ}} / \Delta v_d$$

де  $\Delta v_d$  сума сигналів на входах транзисторів

5. Розрахувати коефіцієнт підсилення синфазного сигналу та коефіцієнт підсилення диференціального сигналу згідно з формул, наведених у загальних відомостях, та порівняти з розрахованими на основі виміряних даних.
6. Пояснити отримані результати та зробити висновки.

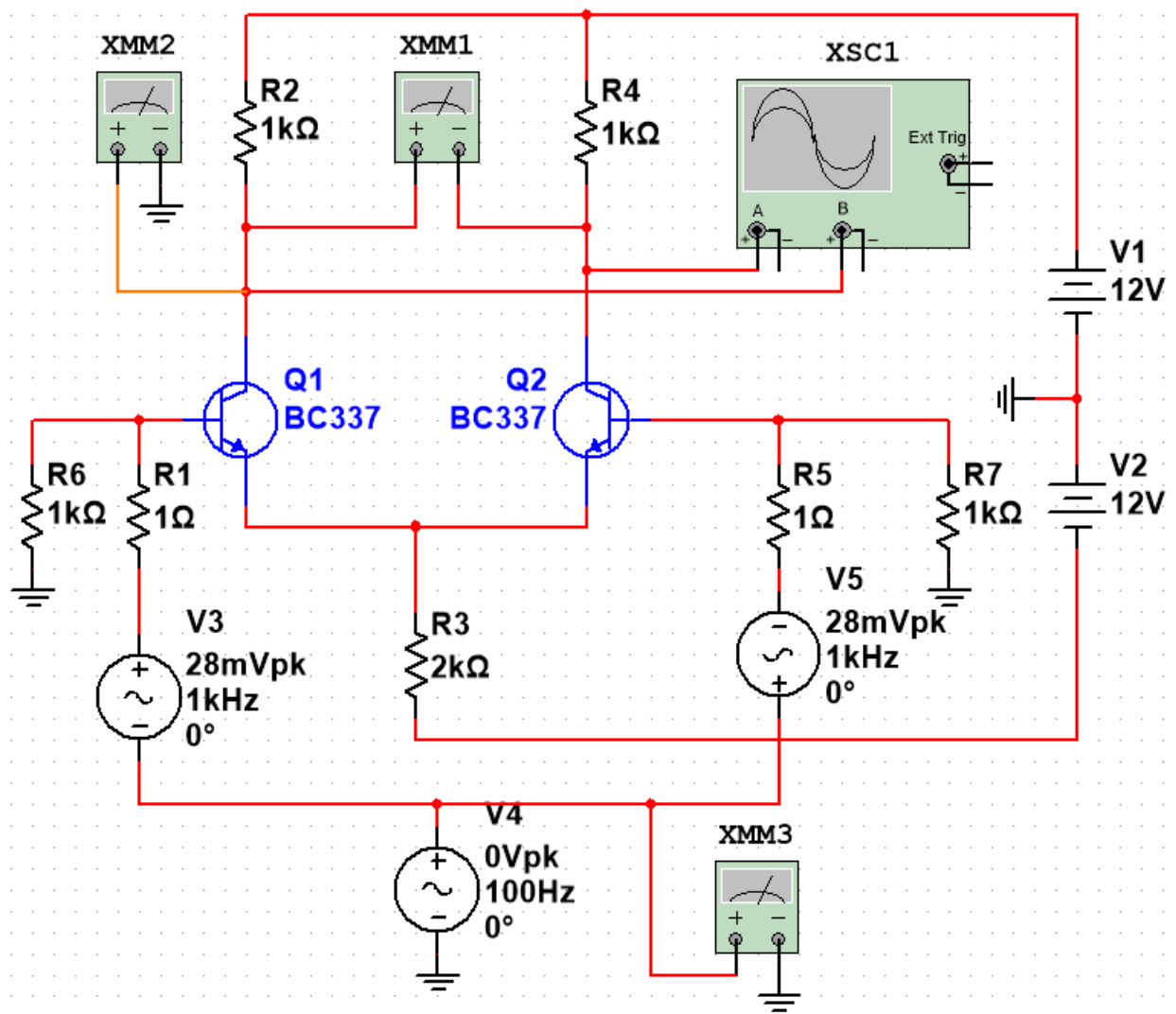


Рис. 2.5.2 Модель диференціального підсилювача в програмі Multisim

**Таблиця 2.5.1.** Параметри для розрахунку диференціального підсилювача за варіантами.

Варіант	Транзистори Q1, Q2	$R_1, R_5$ , Ом	$R_2, R_4$ , кОм	$R_3$ , кОм	$V_1, V_2$ , В
1	BC337	1	1	2	10
2	BC817	1,5	1,3	2,4	12
3	2SC945	2	1,5	3	15
4	BC847	2,2	2	2,2	16
5	2N4401	3	1,5	2,7	18
6	2N4409	3,3	1	2,4	15

**Підготувати** звіт згідно ДСТУ 3008-95.

### **Контрольні питання**

1. Яка основна особливість диференціального підсилювача ?
2. Яким чином диференціальний підсилювач обробляє диференційний сигнал?
3. Яким чином диференціальний підсилювач обробляє синфазний сигнал?
4. Яке призначення резистора  $R_E$ ?
5. Що означає коефіцієнт послаблення синфазного сигналу?

## Лабораторна робота № 6

### Операційні підсилювачі

**Мета:** Дослідження операційних підсилювачів.

**Завдання:** За допомогою програми Multisim дослідити частотні та динамічні властивості інвертуючого та неінвертуючого операційних підсилювачів.

#### 1. Теоретичні відомості

Операційний підсилювач (ОП) — підсилювач постійного струму з диференціальним входом, що має високий коефіцієнт підсилення. Призначений для виконання різноманітних операцій над аналоговими сигналами, переважно, в схемах з від'ємним зворотним зв'язком (ВЗЗ).

Операційні підсилювачі застосовуються в різноманітних схемах радіотехніки, автоматики, інформаційно-вимірювальної техніки, - там, де необхідно підсилювати сигнали, в яких є постійна складова.

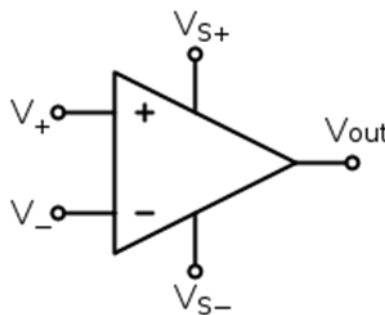


Рисунок 2.6.1 – загальне позначення операційного підсилювача на схемах

- $V_+$  - неінвертуючий вхід;
- $V_-$  - інвертуючий вхід;
- $V_{out}$  - вихід;
- $V_{S+}$  - плюс джерела живлення (також може позначатися як  $V_{DD}$ ,  $V_{CC}$ , або  $V_{CC+}$ );
- $V_{S-}$  - мінус джерела живлення (також може позначатися як  $V_{SS}$ ,  $V_{EE}$ , або  $V_{CC-}$ ).

Вказані п'ять виводів, має будь-який операційний підсилювач, вони абсолютно необхідні для його функціонування. Окрім вказаних, деякі операційні підсилювачі можуть мати додаткові виводи, призначені для:

- встановлення струму спокою;
- частотної корекції;
- балансування (корекції зсуву) нуля;

Виводи живлення ( $V_{s+}$  і  $V_{s-}$ ) можуть бути позначені по-різному, але незалежно від позначень призначення їхнє залишається одним і тим самим. Часто виводи живлення не малюють на схемі, щоб не загроможувати її неістотними деталями, при цьому, спосіб підключення цих виводів явно не вказується, або навіть вважається очевидним (особливо часто це відбувається, при зображенні одного операційного підсилювача, з мікросхеми, що містить 4 в одному корпусі, і має загальні виводи живлення для всіх чотирьох). При позначенні його на схемах, можна міняти місцями інвертуючий і неінвертуючий входи, якщо це зручно; виводи живлення, як правило, завжди розміщують одним чином (позитивний вгорі).

В схемах за ДСТУ операційний підсилювач зображають так, як це вказано на рис. 2.6.2.

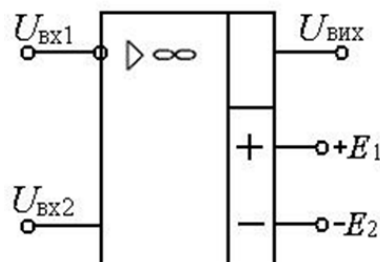


Рисунок 2.6.2– зображення операційного підсилювача на схемах за ДСТУ

Існує дві базові варіанти включення операційних підсилювачів: Інвертуючий та неінвертуючий. В неінвертуючому підсилювачі вхідний сигнал подається на неінвертуючий вхід. До інвертуючого входу вмикаються ланки послідовного зворотного зв'язку за напругою. Схема неінвертуючого підсилювача на ОП показана на рис. 2.6.3.

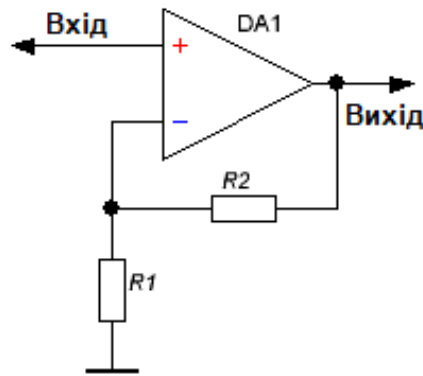


Рис. 2.6.3. Схема неінвертуючого підсилювача на ОП

Коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача визначається за формулою:

$$K_N = 1 + R2/R1$$

Вхідний опір неінвертуючого підсилювача визначається додатковим резистором, підключеним до неінвертуючого входу, оскільки власний опір ОП дуже великий.

В інвертуючому каскаді вхідний сигнал, і сигнал зворотного зв'язку подаються на інвертуючий вхід. Таким чином тут реалізовується паралельний зворотний зв'язок. Схема інвертуючого підсилювача на ОП показана на рис. 2.6.4.

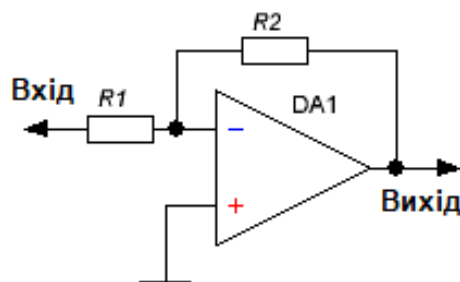


Рис. 2.6.4. Схема інвертуючого підсилювача на ОП

Коефіцієнт передачі інвертуючого каскаду визначається за формулою:

$$K_I = -R2/R1$$

Вхідний опір інвертуючого підсилювача дорівнює опорі резистора R1 за умови, що джерело сигналу має набагато менший опір.



## 2. Хід виконання роботи

1. Визначити максимальну вхідну та відповідно вихідну напруги підсилювача для заданої напруги живлення при яких коефіцієнт спотворень на виході не перевищує вказаного значення. Для цього створити в програмі Multisim модель інвертуючого підсилювача. Тип ОП – LM358AM. Напругу живлення та коефіцієнт підсилення вибрати згідно варіанту з таблиці 2.6.1. Номінали резисторів вибрати самостійно з ряду E24 враховуючі опір джерела змінної напруги в 20 Ом.

Визначити напругу джерела сигналу з частотою 1 кГц, при якій коефіцієнт спотворень на виході підсилювача не перевищує **0,1%**. Проаналізувати співвідношення напруги живлення та напруги сигналу.

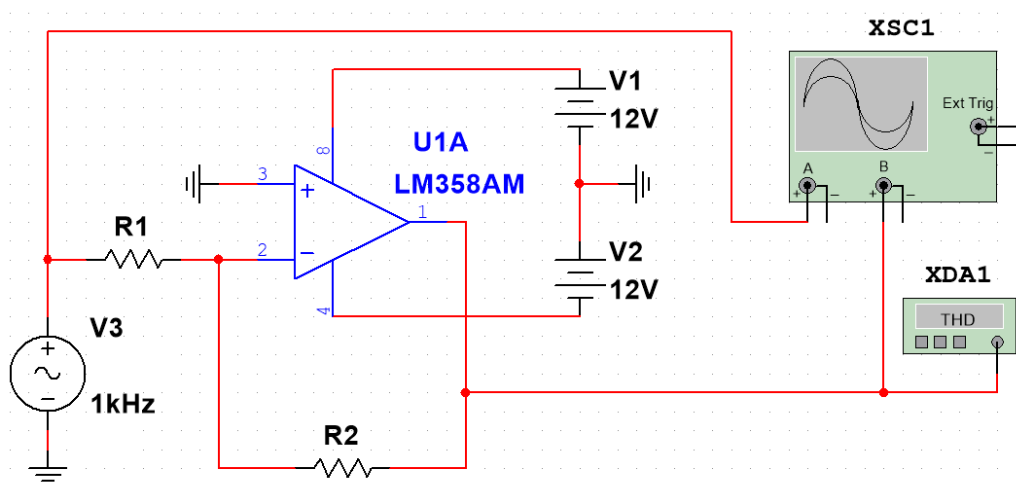


Рисунок 2.6.5 – Модель інвертуючого підсилювача в програмі Multisim

2. Визначити нижню частоту неінвертуючого підсилювача. Для чого створити в програмі Multisim схему неінвертуючого підсилювача. Тип ОП – LM358AM. Напругу живлення, коефіцієнт підсилення та номінал резистора R3 вибрати згідно варіанту з таблиці 1. Номінали резисторів R1 та R2 розрахувати та вибрати найближчі значення з ряду E24.

Розрахувати номінал конденсатора C1 при якому нижня частота підсилювача на рівні -3 дБ складатиме 20 Гц та перевірити експериментально правильність розрахунку.

Таблиця 2.6.1 – Напруга живлення та коефіцієнт підсилення відповідно до варіантів

№ варіанту	1	2	3	4	5	6
Коефіцієнт підсилення	30	40	20	35	45	25
Напруга живлення, V1, V2	12	10	15	10	12	15
Резистор R3, кОм	5	10	15	12	18	20

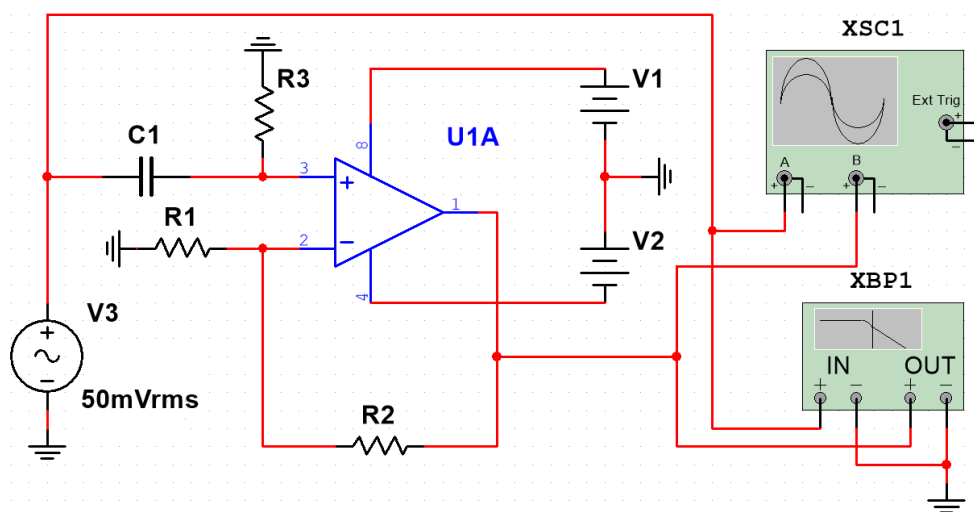


Рисунок 2.6.6 – Модель неінвертуючого підсилювача в програмі Multisim

2.2. Пояснити отримані результати та зробити висновки.

**Підготувати** звіт згідно ДСТУ 3008-95.

### Контрольні питання

1. Як визначається коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача?
2. Як визначається коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача?
3. Чому дорівнює вхідний опір неінвертуючого підсилювача?
4. Чому дорівнює вхідний опір інвертуючого підсилювача?
5. Де використовуються неінвертуючі та інвертуючі підсилювачі?

## Лабораторна робота № 7

### Дослідження логарифмічних підсилювачів

**Мета:** Дослідження динамічних характеристик логарифмічних підсилювачів.

**Завдання:** За допомогою програми Multisim дослідити властивості логарифмічного підсилювача. Скласти підсилювач, та побудувати залежність його вихідної напруги від вхідної.

### Теоретичні відомості

Логарифмічний підсилювач – вид електронних підсилювачів, вихідна напруга якого пропорційна логарифму вхідної напруги. Логарифмічні підсилювачі можуть здійснювати більший комплекс операцій в порівнянні з класичними лінійними підсилювачами, і їх схеми значно відрізняються.

Найбільш важливою метою логарифмічних підсилювачів є не посилення (хоча воно використовується для досягнення головної функції), головна мета логарифмічних підсилювачів - стиснення сигналу широкого динамічного діапазону, як правило, до його еквіваленту в децибелах.

Логарифмічний підсилювач це операційний підсилювач з нелінійним колом НЗЗ, пристрій з нелінійною залежністю вхідних і вихідних сигналів, у якого вихідна напруга пропорційна логарифму вхідної. Схему логарифмічного підсилювача зображено на рис. 2.7.1.

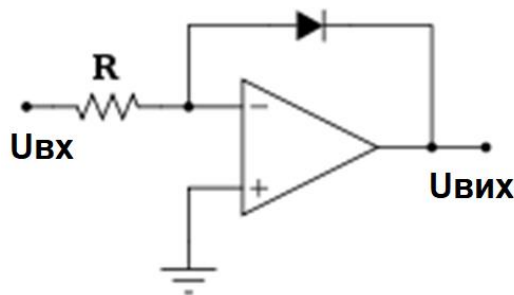


Рис. 2.7.1 Схеми логарифмічного підсилювача однополярного сигналу на діоді

При ідеальному ОП струм через діод буде дорівнювати  $I = U_{\text{вх}}/R$ , а напруга на діоді  $U = -U_{\text{вх}}$ . Тоді вихідна напруга логарифмічного підсилювача буде дорівнювати

$$U_{вих} = -\varphi_T \ln \left( \frac{U_{вх}}{RI_0} \right) = -\varphi_T \left( \ln \frac{U_{вх}}{R} - \ln I_0 \right)$$

де  $I_0$  – зворотний струм насичення  $p-n$ -переходу;

$\varphi_T = \frac{kT}{q_e}$  – тепловий (термічний) потенціал;

$k$  – стала Больцмана ( $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К);

$q_e$  – заряд електрону ( $q_e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл);

$T$  – абсолютна температура.

Застосування транзистора замість діода дозволяє значно розширити динамічний діапазон логарифмічного пристрою. Логарифмічні перетворювачі на біполярних транзисторах мають кращі характеристики. На рис.2.7.2. наведено схему логарифмічного підсилювача однополярного сигналу на транзисторі.

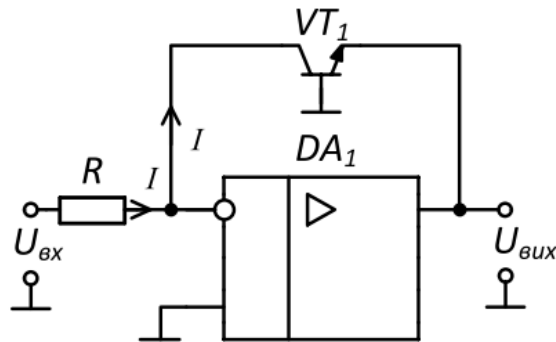


Рис. 2.7.2 Схема логарифмічного підсилювача однополярного сигналу на транзисторі

### 3. Хід виконання роботи

1. Створити в програмі Multisim модель логарифмічного підсилювача згідно Рис. 2.7.3. Тип ОП – LM358АМ. Діоди – 1N4148. Номінал резистора R1 вибрати згідно варіанту з таблиці 2.7.1. Номінал резистора R2 – 330 кОм.

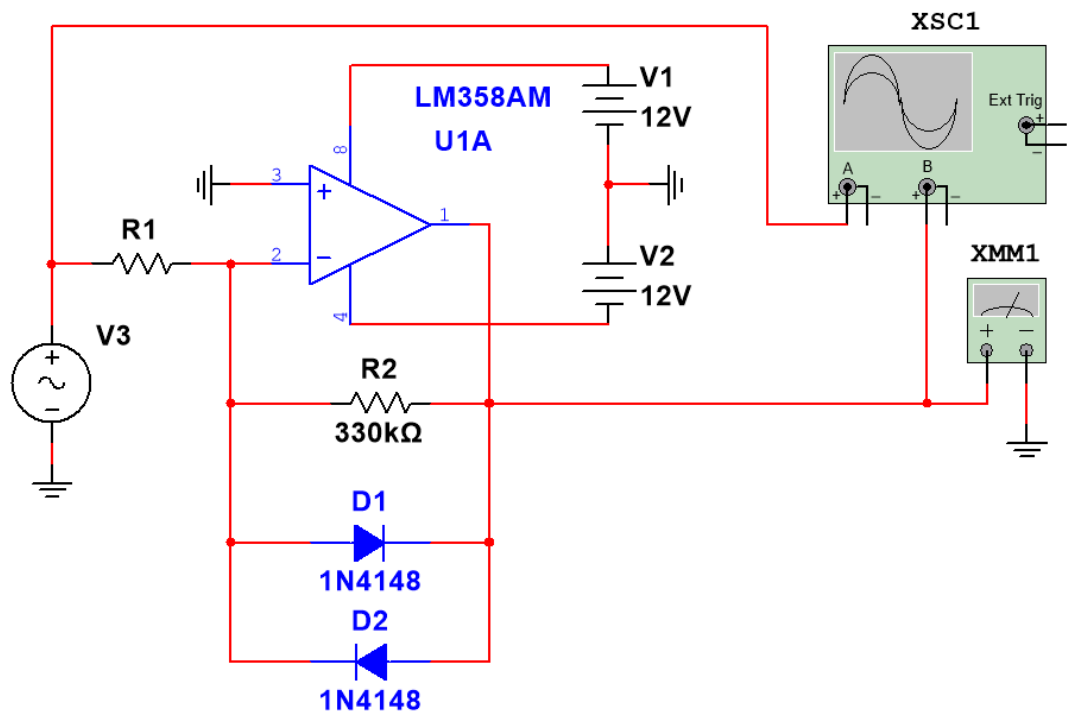


Рис. 2.7.3 Модель логарифмічного підсилювача для досліджень

2. Побудувати графік залежності вихідної напруги підсилювача від вхідної по значенням, використовуючи шаблон на рис.2.7.4. По горизонтальній осі відкладати значення вхідної напруги, по вертикальній осі – значення вихідної напруги.

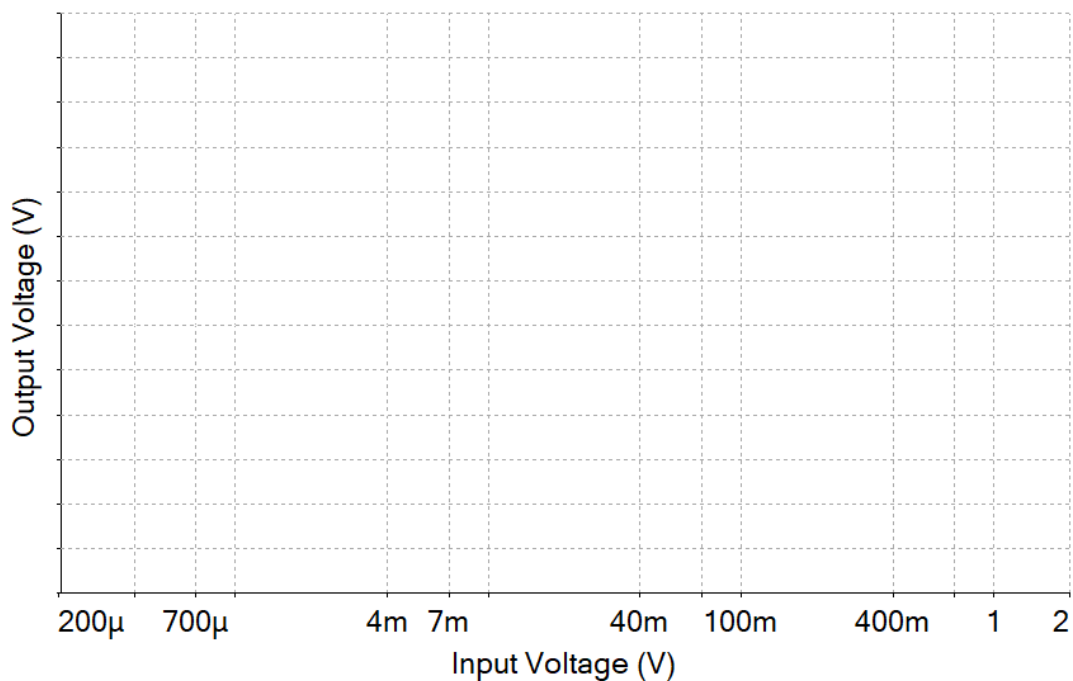


Рис.2.7.4 Шаблон для побудови залежності вихідної напруги від вхідної

Таблиця 2.7.1 – Значення параметру резистора R1 відповідно варіанту завдання.

№ варіанту	1	2	3	4	5	6
Резистор R1, кОм	1	2	3	3,6	4,7	5,6

2.2. Пояснити отримані результати та зробити висновки.

**Підготувати** звіт згідно ДСТУ 3008-95.

### **Контрольні питання**

1. Яка основна особливість логарифмічного підсилювача ?
2. Яким чином досягається логарифмічний характер зміни вихідної напруги?
3. Яким чином досягається підсилення двополярного сигналу?
4. Яке впливає резистор R1 на характеристики підсилювача?
5. Де використовується логарифмічний підсилювач?

## Лабораторна робота №8

### Ключі на польових транзисторах

**Мета:** дослідити роботу ключа на польовому транзисторі, а також особливості роботи двотактного ключового каскаду.

**Завдання:** В програмі Multisim створити схему ключа на польовому транзисторі побудувати залежність струму навантаження від напруги затвор-витік. Створити схему двотактного ключового каскаду та підібрати часові параметри джерел напруги для керування транзисторами.

### Загальні відомості

Польовий транзистор в дискретному або інтегральному виконанні з елементами керування і є ключем. Залежно від стану ключ має або великий, або малий вихідний опір. Коли опір ключа малий, через нього в навантаження протікає струм.

Основними параметрами ключа є:

- швидкодія, визначається максимально можливим числом перемикань в секунду;
- тривалість фронтів вмикання та вимикання ключа;
- внутрішні опори у відкритому і закритому стані;
- споживана потужність у процесі вмикання та вимикання;
- завадостійкість, визначається рівнем завади на вході, що викликає помилкове перемикання;
- стабільність порогових рівнів, при яких відбувається перемикання;

Схему ключа на польовому транзисторі наведено на рис. 2.8.1. Джерело напруги 1 використовується для керуванням транзистором 1, який знаходиться або у відкритому стані, або в закритому стані. Перехід з відкритого у закритий стан і навпаки має займати якомога менший час для зниження втрат на перемикання. Амплітуда керуючої напруги має бути достатньою для

забезпечення мінімального опору стік-виток транзистора. У цьому випадку статичні втрати транзистора мінімальні.

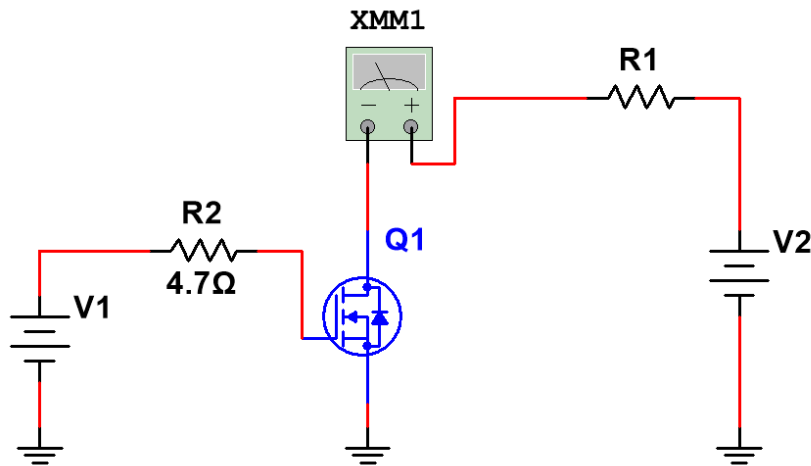


Рис. 2.8.1 Ключ на польовому транзисторі

Для перетворення енергії у ключовому режимі на активно-індуктивне навантаження використовується двотактний каскад на польових транзисторах, який називається понижуючий перетворювач. У цьому каскаді транзистори працюють по черзі: спочатку відкривається, наприклад, транзистор 1, а потім він закривається. Після цього відкривається і закривається другий. Одночасне відкривання транзисторів **не припустиме**, оскільки через них буде протікати нічим не обмежений струм, який призведе до виходу з ладу обох транзисторів. Схему двотактного ключового каскаду на польових транзисторах наведено на рис. 2.8.2. Для вимірювання наскрізного струму через транзистори у схему введено шунт R4, на якому виділяється напруга, пропорційна цьому струму.

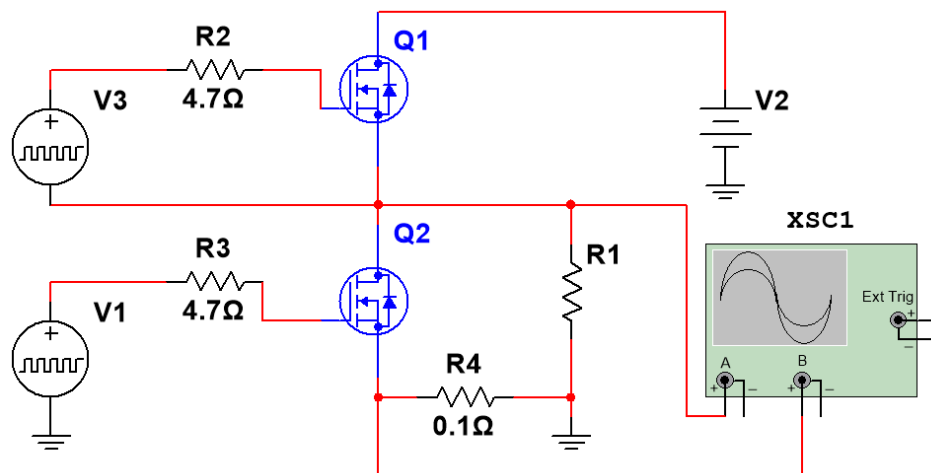


Рис. 2.8.2. Двотактний ключовий каскад на польових транзисторах



Таким чином, джерела керуючої напруги мають формувати сигнали, які не накладаються у часі. Діаграми керуючих напруг затвор-виток транзисторів Q1 і Q2 наведені на рис.2.8.3.

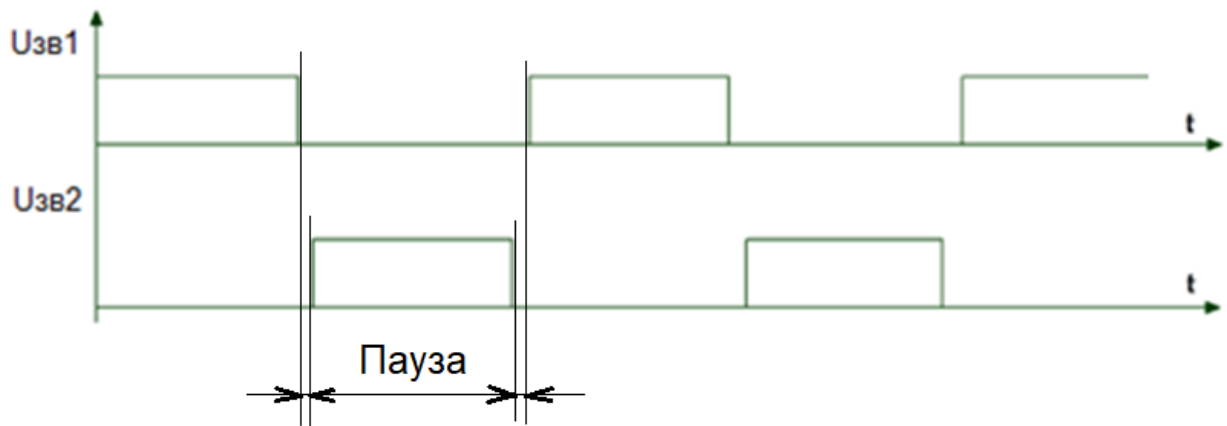


Рис.2.8.3 Діаграми керуючої напруги керуючих напруг затвор-виток транзисторів напівмоста

### Хід виконання роботи

1. Створити в програмі Multisim схему ключа на польовому транзисторі (рис.1). Вибрати з таблиці 1 напругу живлення каскаду та опір резистора R1. Змінюючи напругу джерела V1 від 0 до 10 В побудувати залежність струму стоку транзистора (резистора R1) від напруги керування. Визначити по побудованій кривій значення напруги керування, після якого струм практично не росте. Зафіксувати це значення.
2. Створити в програмі Multisim схему двотактного ключового каскаду на польових транзисторах (рис.2.8.2). Вибрати з таблиці 2.8.1 напругу живлення каскаду, опір резистора R1 та період повторення імпульсів джерел V1 та V3. Довжину імпульсів встановити рівною половині періоду. Для джерела V3 встановити затримку у пів періоду. Напругу джерел V1 та V3 взяти з попереднього пункту.
3. Підбираючи довжину імпульсів та їх затримки у джерела V3 добитися, щоб амплітуда напруги на шунті була не більше 0,5 В (амплітуда імпульсу струму через транзистори не більше 5 А).
4. Пояснити отримані результати та зробити висновки.

**Таблиця 2.8.1.** Параметри для розрахунку каскаду за варіантами.

Варіант	Транзистор	R1, Ом	V2, В	T <sub>V1</sub> , T <sub>V3</sub> мкс
1	IRFZ44	4	15	40
2	IRF540	6	20	50
3	BUK6212-40C	8	24	25
4	IRLR024	10	27	20
5	MTH30N20	12	30	40
6	IRFP140	16	32	25

**Підготувати** звіт згідно ДСТУ 3008-95.

**Контрольні питання**

1. Яке призначення транзисторних ключів?
2. Якими є умови для того, щоб ключ на польовому транзисторі відкривався та закривався з максимальною швидкістю?
3. Для чого між керуючими напругами двотактного перетворювача вводиться пауза?
4. Що таке «наскрізні струми» і чому вони виникають?
5. У чому перевага двотактного ключового каскаду перед одинарним ключем?

## СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Електроніка та мікросхемотехніка: підручник / О.М. Воробйова, І.П. Панфілов, М.П. Савицька, Ю.В. Флейта. Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2015. 298 с.
2. Медяний Л. П. Аналогова схемотехніка. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. 177 с.
3. Kenneth R. Laker, ESE319 Introduction to Microelectronics. 1. University of Pennsylvania, 2010. URL: [https://www.seas.upenn.edu/~ese319/Lecture\\_Notes/Lec\\_8\\_CEDesigns\\_08.pdf](https://www.seas.upenn.edu/~ese319/Lecture_Notes/Lec_8_CEDesigns_08.pdf) (дата звернення: 30.08.2020).
4. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. -М.: Мир, 1982. 512 с.
5. Дуглас Селф Проектирование усилителей мощности звуковой частоты. Третье издание. М.: ДМК Пресс, 2009. 536 с.
6. Основи технічної електроніки: У 2 кн. Кн.2. Схемотехніка: Підручник/ Бойко В.І., Жуйков В.Я., Співак В.М. та ін. К.: Вища школа., 2007. 510 с.
7. Сєдов С. О. Оброблення сигналів на базі операційних підсилювачів. Схемотехніка. Розрахунки: Навч. посіб. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. 132 с.
8. Щерба А.А., Петренко І.А., Кучеренко М. Є. Основи електроніки та схемотехніки. Дистанційний курс. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. [http://moodle.ipk.kpi.ua/moodle/mod/resource/view.php?id=12892#\\_top](http://moodle.ipk.kpi.ua/moodle/mod/resource/view.php?id=12892#_top) (Дата звернення: 12.03.2021)
9. Г.И. Изъюрова, и др. Расчет электронных схем. Примеры и задачи. – М: Высшая школа. 1987.